volume
deel IV
nos 2 et 3

Installation pour la mesure des radioisotopes de faible énergie (C_{14}, H_3), livrée par le Département Physique Nucléaire de la M.B.L.E à un important laboratoire belge de recherches.

Installatie voor de meting van radioisotopen met zwakke energie (C_{14}, H_3), geleverd door de Kernafdeling van M.B.L.E aan een belangrijk belgisch opzoekingslaboratorium.

REVUE M.B.L.E

revue scientifique et technique
éditée trimestriellement par la s/a M.B.L.E
Manufacture Belge de Lampes et de Matériel Electronique

80, rue des Deux-Gares, Bruxelles

VOLUME IV/N^{os} 2-3 (5^{e} année) SEPTEMBRE 1961

wetenschappelijke en technische publicatie
driemaandelijks uitgegeven door de n/v M.B.L.E
Manufacture Belge de Lampes et de Matériel Electronique

80, Twee Stationsstraat, Brussel

DEEL IV/N^{rs} 2-3 (5^{e} jaargang) SEPTEMBER 1961

SOMMAIRE / INHOUD

1 *Les tores en ferrite et leur emploi dans les mémoires matricielles et dans les circuits logiques* R. BODART p/*blz* **78**

2 *Quelques aspects de la technique de l'électrodéposition* (2^{e} partie) J. DE RUDDER p/*blz* **108**

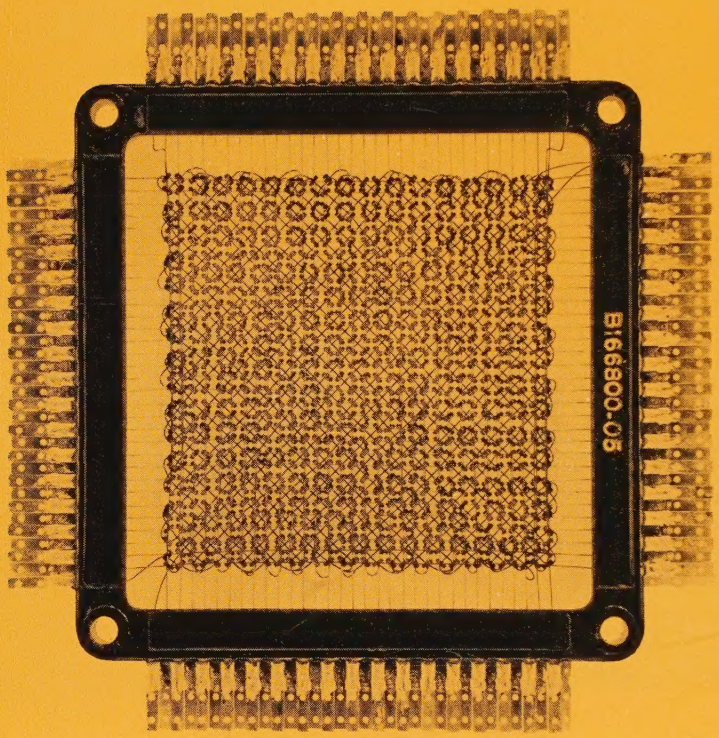
3 *Emploi des résistances VDR dans les circuits des récepteurs de télévision* M. GONZE p/*blz* **130**

4 *Nouvelles brèves / Nieuws in het kort* p/*blz* **162**

Les articles scientifiques et techniques sont publiés dans la langue de leurs auteurs.

De wetenschappelijke en technische artikels worden in de taal van de stellers gepubliceerd.

Copyright 1961 by M.B.L.E


Bi66800-05

R. BODART,
Ingénieur civil A.I.Br.
ttaché au Bureau d'Etudes
de la s/a M.B.L.E

Les tores en ferrite et leur emploi dans les mémoires matricielles et dans les circuits logiques

SOMMAIRE

Après un bref rappel des propriétés magnétiques des différents types de ferrites, durs et doux, ainsi que du processus d'aimantation de ces matériaux par rotation des moments magnétiques à l'intérieur des domaines de Weiss et par déplacement des parois de Bloch, on analyse les impulsions de tension induites dans un enroulement entourant un anneau en ferrite dont l'aimantation passe d'un état de rémanence à l'autre.
L'existence de ces deux états de rémanence, séparés par un seuil de basculement, et la vitesse élevée du passage d'un état à l'autre sont mises à profit pour la réalisation des systèmes de mémoire à fonctionnement rapide.
Après avoir examiné les différents signaux de réponse parasites d'un anneau, on définit le coefficient de rectangularité du cycle d'hystérésis. Ce coefficient, qui dépend de l'amplitude du cycle mineur utilisé, caractérise la possibilité d'emploi des anneaux en ferrite dans les systèmes de mémoire.
Les deux systèmes principaux de mémoire à fonctionnement parallèle sont comparés : les mémoires à sélection par coïncidence de courants et à sélection directe. Dans le premier système, l'action cumulative des signaux parasites dus aux anneaux non sélectés limite la capacité de la mémoire et pose des problèmes de détection des signaux utiles.
Les mémoires à sélection directe ne présentent pas cet inconvénient et, de plus, leur fonctionnement peut être amélioré par l'emploi d'un courant continu de polarisation. Par contre, ces mémoires exigent un nombre plus élevé de circuits de sélection.
On montre que les anneaux en ferrite peuvent également être utilisés pour réaliser certaines fonctions logiques élémentaires, par sommation des forces magnétomotrices produites par des enroulements de commande appropriés.
On décrit ensuite un circuit logique élémentaire où l'anneau magnétique est associé à un transistor. Le signal de sortie de ce circuit est une impulsion de courant dont la durée est fixée par une tension continue appliquée sur la base du transistor. Grâce à un enroulement de rétroaction placé dans le collecteur, le circuit est rendu régénératif, ce qui permet une grande souplesse d'utilisation dans les systèmes logiques complexes. On donne enfin quelques exemples d'application de ces circuits.

C.D.U. : 621.374.32 : 621.318.134

INTRODUCTION

CET EXPOSE EST CONSACRE AUX APPLICATIONS DES PROPRIETES MAGNETIQUES DES ANNEAUX EN FERRITE DANS LES DISPOSITIFS DE MEMOIRE ET DANS LES ELEMENTS LOGIQUES. MAIS AVANT D'ABORDER L'ETUDE DE CES ANNEAUX, NOUS RAPPELLERONS BRIEVEMENT QUELQUES NOTIONS GENERALES SUR LES FERRITES.

LES FERRITES SONT DES MATERIAUX MAGNETIQUES DONT CERTAINES PROPRIETES ETAIENT DEJA CONNUES ET MISES EN APPLICATION DEPUIS LE DEBUT DU SIECLE. CE N'EST CEPENDANT QU'EN 1948 QU'UNE THEORIE SATISFAISANTE EN A ETE FAITE, GRACE AUX TRAVAUX DE M. NEEL[1]. DEPUIS LORS, LES DOMAINES D'APPLICATION DES FERRITES N'ONT CESSE DE SE MULTIPLIER, ET LES NOMBREUSES PUBLICATIONS, QUI Y SONT CONSACREES ACTUELLEMENT, TEMOIGNENT DE L'INTERET QUE L'ON NE CESSE DE PORTER A CES MATERIAUX.

LES FERRITES SE DISTINGUENT PRINCIPALEMENT DES MATERIAUX FERROMAGNETIQUES METALLIQUES PAR LA VALEUR TRES GRANDE DE LEUR RESISTIVITE ELECTRIQUE QUI PEUT ETRE DE 10^{10} A 10^{12} FOIS PLUS ELEVEE QUE CELLE DES METAUX.

CETTE PROPRIETE, DUE A L'ABSENCE D'ELECTRONS LIBRES CONTRIBUANT A LA CONDUCTIBILITE ELECTRIQUE, PERMET, NOTAMMENT GRACE A LA REDUCTION DES PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT, D'UTILISER LES FERRITES AUX FREQUENCES ELEVEES, POUVANT ATTEINDRE PLUSIEURS CENTAINES OU MEME PLUSIEURS MILLIERS DE MHz. TANDIS QUE LES MATERIAUX METALLIQUES DOIVENT ETRE UTILISES, DEJA AUX BASSES FREQUENCES, SOUS FORME LAMINEE OU PULVERULENTE, DE FAÇON A REDUIRE CES PERTES PAR COURANTS DE FOUCAULT, LES FERRITES CONSERVENT TOUJOURS LEUR FORME HOMOGENE QUI PEUT ETRE ADAPTEE A N'IMPORTE QUELLE CONFIGURATION SOUHAITEE, PAR EXEMPLE PAR MOULAGE OU PAR MATRIÇAGE.

C'EST SURTOUT DANS LE DOMAINE DE L'ELECTRONIQUE ET DES TECHNIQUES DE TELECOMMUNICATIONS QUE LES FERRITES TROUVENT LE PLUS GRAND NOMBRE DE LEURS APPLICATIONS. PARMI CELLES-CI, NOUS POUVONS DISTINGUER :

a) LES APPLICATIONS A CHAMP MAGNETIQUE DE FAIBLE INTENSITE, COMME PAR EXEMPLE DANS LA TECHNIQUE DES FILTRES, DES CIRCUITS ACCORDES, OU DES TRANSFORMATEURS UTILISES EN TELEPHONIE, EN RADIODIFFUSION OU EN TELEVISION ;

b) LES APPLICATIONS A CHAMP DE FORTE INTENSITE METTANT A PROFIT LES PROPRIETES MAGNETIQUES NON LINEAIRES DES FERRITES AINSI QUE LA FORME PARTICULIERE DE LEUR CYCLE D'HYSTERESIS, COMME PAR EXEMPLE LES AMPLIFICATEURS MAGNETIQUES, LES DISPOSITIFS DE MEMOIRE, LES ELEMENTS LOGIQUES ;

c) LES APPLICATIONS DANS LE DOMAINE DES ONDES CENTIMETRIQUES.

NOUS NOUS LIMITERONS ICI AUX APPLICATIONS DES FERRITES DANS LES DISPOSITIFS DE MEMOIRE ET DANS LES ELEMENTS LOGIQUES. CES DISPOSITIFS, DONT LE FONCTIONNEMENT EST BASE SUR LA FORME RECTANGULAIRE DU CYCLE D'HYSTERESIS, SONT UTILISES DANS LES MACHINES A CALCULER MODERNES, LES MACHINES A TRADUIRE, LES EQUIPEMENTS DE COMMANDE AUTOMATIQUE ET, EN GENERAL, DANS TOUS LES SYSTEMES QUI TRAITENT LES INFORMATIONS SOUS FORME DIGITALE.

I. LES FERRITES

I. 1. *Propriétés générales.*

Les ferrites sont des substances céramiques polycristallines composées d'oxydes ; ils sont obtenus par frittage à haute température (1200° - 1400°).

Il existe différents types de ferrites.

La formule chimique d'un ferrite dénommé simple est Me O Fe_2O_3 où Me représente un ion métallique bivalent choisi principalement parmi les suivants : Mn, Ni, Mg, Cu, Zn, Cd, Ba, Pb.

En pratique, les ferrites utilisés couramment sont des ferrites mixtes, formés par une solution solide de plusieurs ferrites simples

$$\Sigma\ x^i\ (Me^i\ O\ Fe_2O_3) \qquad \Sigma\ x^i = I$$

Suivant la nature du métal bivalent Me, la cellule élémentaire des ferrites simples peut cristalliser dans le système hexagonal, comme les ferrites au Ba ou au Pb, ou dans le système cubique, pour les autres métaux bivalents.

Les propriétés magnétiques des ferrites sont en étroite corrélation avec leur structure cristallographique.

Les ferrites cristallisant dans le système hexagonal sont caractérisés par une valeur élevée du champ coercitif (de l'ordre de 1 500 Oe, soit $1{,}2.\ 10^5$ A/m), qui est due à leur grande anisotropie magnétocristalline.

Ces ferrites appartiennent donc au groupe des matériaux magnétiquement *durs* et sont utilisés comme aimants permanents (par exemple dans les hauts-parleurs, ou comme aimants de concentration pour tubes cathodiques).

Les ferrites cubiques ont des propriétés magnétiques *douces* ($H_c < 10$ Oe) qui permettent de modifier l'état d'aimantation de ces matériaux à l'aide de champs extérieurs assez faibles.

Leur structure cristallographique est semblable à celle du minerai spinelle MgO Al_2O_3 ; c'est pourquoi on leur donne souvent le nom de ferrospinelles.

La cellule élémentaire des ferrospinelles est un cube qui contient 8 molécules de Me O Fe_2O_3, soit au total 56 atomes : 32 d'oxygène, 16 de fer et 8 du métal bivalent. Les atomes d'oxygène, ou plus exactement les ions d'oxygène, forment un réseau cubique à faces centrées dont le côté vaut la moitié de celui de la cellule élémentaire principale. Les ions de fer et du métal bivalent sont situés entre les ions d'oxygène. Il y a lieu de distinguer deux types de sites entre ces ions d'oxygène : les sites dits tétraédriques, entourés chacun de 4 ions d'oxygène, et les sites dits octaédriques, entourés chacun de 6 ions d'oxygène. Dans une cellule élémentaire du réseau spinelle, il y a 64 sites tétraédriques et 32 sites octaédriques. La répartition des 24 ions métalliques, parmi les 96 sites disponibles, varie suivant le type de ferrite. Nous ne nous étendrons pas ici sur ce point.

Comme nous l'avons dit plus haut, les propriétés magnétiques des ferrites ont été étudiées par Neel. D'après cet auteur, il se produit dans les ferrites un effet d'interaction entre les ions porteurs d'un moment magnétique de spin, comme les ions de fer et de certains métaux bivalents. Cette interaction, dont la valeur dépend notamment du type de sites occupés par les ions métalliques, tend à orienter antiparallèlement les moments magnétiques des ions voisins, contrairement à ce qui se passe dans les matériaux ferromagnétiques où l'interaction tend à orienter ces moments parallèlement. Il s'agit ici d'un phénomène analogue à l'antiferromagnétisme dont il se distingue cependant par le fait qu'il n'y a pas compensation entre les moments magnétiques antiparallèles et il subsiste un moment élémentaire résultant non nul. Neel a donné à ce nouveau phénomène, propre aux ferrites, le nom de *ferrimagnétisme*.

L'orientation antiparallèle des moments magnétiques dans les ferrites explique notamment la faible valeur de leur induction de saturation. Celle-ci atteint rarement 0,5 Wb/m², tandis que pour le fer on a 1,5 Wb/m² (15.000 Gauss).

C'est pourquoi l'utilisation des ferrites n'a pu être étendue au domaine des basses fréquences pour les applications où l'on désire une induction élevée, comme, par exemple, dans les transformateurs industriels.

Les ferrites cubiques le plus couramment employés en pratique sont les ferrites mixtes de *Mn-Zn*, de *Ni-Zn* et les ferrites de *Mg-Mn*.

— Les ferrites de *Mn-Zn* conviennent principalement aux applications à des fréquences inférieures à 2 MHz. Il est possible, par un choix

convenable de la composition, de faire varier leurs propriétés dans d'assez larges limites.

Voici quelques caractéristiques mesurées sur deux échantillons de compositions différentes :

Type	*Induction de saturation* $B_s (Wb/m^2)$	*Perméabilité initiale* μ_i	*Fréquence d'utilisation*	*Résistivité* $\rho (\Omega m)$
3A	0,3	1.500	4-500 KHz	~ 1
3B3	0,5	900	0,1-1 MHz	

Il existe également des ferrites ayant des caractéristiques intermédiaires.

— les ferrites de *Ni-Zn* sont destinés au domaine des hautes fréquences. Certaines compositions de ce groupe donnent des ferrites pouvant être utilisés jusqu'à 100 MHz. Par contre, dans le domaine des basses fréquences, leurs pertes sont plus importantes que celles des ferrites de Mn-Zn. Quant à l'induction de saturation et à la perméabilité, elles sont plus faibles que celles des ferrites de Mn-Zn.

Type	*Induction de saturation* $B_s (Wb/m^2)$	*Perméabilité initiale* μ_i	*Fréquence d'utilisation*	*Résistivité* $\rho (\Omega m)$
4A	0,4	600	0,5-1 MHz	$\sim 10^3$
4F	0,2	10	50-100 MHz	

— Les ferrites de *Mn-Mg* sont caractérisés par une résistivité très élevée ($\rho > 10^5$ Ωm) et de faibles pertes diélectriques en ultra-haute fréquence, d'où leur application dans ce domaine.

C'est surtout parmi les ferrites de Mn-Mg que l'on trouve les cycles d'hystérésis rectangulaires pour les applications dans les systèmes de mémoire.

Ces ferrites ont une induction de saturation faible ($B_s \approx 0{,}2$ Wb/m²) et un champ coercitif assez élevé ($H_c \approx 1$ Oe soit 79,5 A/m) comparativement aux matériaux ferromagnétiques. Nous verrons cependant que, pour les applications envisagées ici, ces inconvénients sont compensés par la résistivité élevée des ferrites et par la possibilité de réaliser des tores de très petit diamètre.

I. 2. *Mécanisme de l'aimantation.*

Les ferrites se comportent, en présence d'un champ appliqué extérieur, d'une façon analogue à celle des matériaux ferromagnétiques classiques.

A l'état non saturé, la substance est divisée en une multitude de petits domaines appelés *domaines de* WEISS.

Dans chaque domaine, les moments magnétiques élémentaires résultants sont sensiblement parallèles à l'une des directions privilégiées possibles (aimantation spontanée). En chaque point du matériau, ces directions privilégiées dépendent de la structure cristalline (anisotropie magnétocristalline), de l'état de tension mécanique (anisotropie magnétoélastique, magnétostriction) et de la forme des cavités présentes dans le matériau (anisotropie de forme due entre autres aux poches d'air inévitables dans les produits frittés).

D'un domaine à l'autre, la direction de l'aimantation spontanée change. Ce changement de direction s'effectue progressivement sur une distance qui représente l'épaisseur des *parois de* BLOCH ($\approx 10^{-4}$ mm) séparant les domaines adjacents.

Dans une pièce magnétique quelque peu étendue et complètement désaimantée, toutes les directions d'aimantation spontanée sont également probables de sorte que l'aimantation moyenne a une valeur nulle.

Si l'on applique au matériau un champ magnétique extérieur, deux processus distincts contribuent à faire croître cette valeur moyenne de l'aimantation.

D'une part, les moments magnétiques élémentaires des différents domaines de Weiss ont tendance à s'orienter dans la direction du champ appliqué. C'est le processus d'aimantation par *rotations des moments magnétiques* à l'intérieur des domaines.

D'autre part, un phénomène analogue se produit également dans l'épaisseur des parois de Bloch.

Imaginons deux domaines dans lesquels les directions d'aimantation spontanée sont, par exemple, déphasées de 180° (fig. 1) .

Dans l'épaisseur d de la paroi séparant ces deux domaines, les moments magnétiques élémentaires tournent progressivement d'une direction à l'autre, comme il est représenté sur la vue en perspective (fig. 1,a).

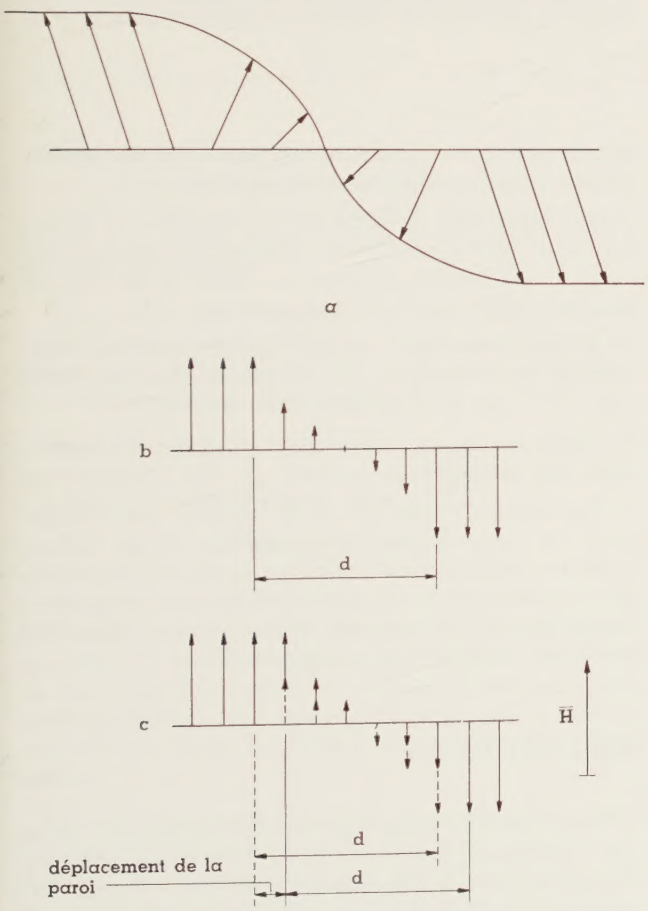


Fig. 1

La composante de l'aimantation, située dans le plan de la figure, passe donc progressivement d'une valeur positive à une valeur négative et s'annule au centre de la paroi (fig. 1,b).

En présence d'un champ extérieur H, les moments magnétiques élémentaires dans la paroi tendent à s'orienter dans la direction de ce champ, de sorte que leur composante dans cette direction subit un accroissement (fig. 1,c).

Il en résulte un déplacement apparent de la paroi de Bloch dans un sens tel que le domaine, dans lequel la direction d'aimantation est parallèle au champ appliqué, s'agrandit au détriment du domaine voisin.

Il s'agit ici d'un processus d'aimantation par *déplacements des parois de Bloch*.

En principe, les deux processus d'aimantation peuvent être réversibles ou irréversibles. Cependant, dans les ferrites, la présence de poches d'air contrarie fortement le déplacement des parois de Bloch, de sorte que le processus d'aimantation par déplacement de ces parois est généralement irréversible.

Examinons maintenant la caractéristique statique d'aimantation d'un ferrite.

Partons de l'état désaimanté, c'est-à-dire de l'origine du diagramme B-H (fig. 2).

Nous supposerons les variations du champ appliqué suffisamment lentes pour que le matériau soit à tout instant dans un état d'équilibre. Dans ce cas, le point de fonctionnement se déplace suivant la courbe de première aimantation OACD.

Dans la région OA des champs faibles, l'aimantation est due principalement à la rotation des moments magnétiques à l'intérieur des domaines de Weiss. Le champ appliqué étant faible, les moments magnétiques s'écartent peu de leur position d'équilibre stable, si bien qu'après suppression du champ extérieur, le matériau revient à l'état initial, non aimanté (point O).

Dans cette région, les phénomènes sont donc *réversibles*.

Si l'intensité du champ magnétique croît au-delà du point A, le matériau prend, après suppression du champ extérieur, un autre état d'équilibre stable, distinct de l'état désaimanté. Le point de fonctionnement passe par exemple de a en a' où le matériau présente une aimantation moyenne non nulle dans la direction du champ appliqué. Cette aimantation est due, d'une part, au fait que les directions de l'aimantation spontanée des divers domaines de Weiss ne sont plus réparties au hasard et, d'autre part, au déplacement des parois de Bloch, qui commence à se produire.

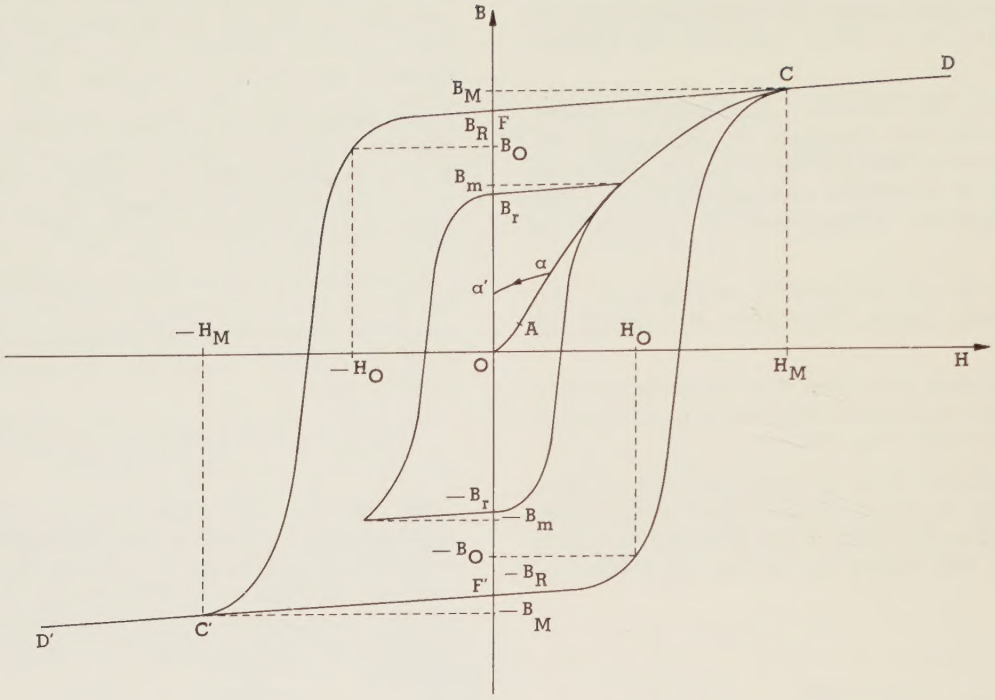


Fig. 2

Les phénomènes sont donc devenus *irréversibles*.

Lorsqu'on atteint le point C, le matériau est pratiquement saturé. Dans cet état, il ne subsiste plus que quelques parois de Bloch séparant des domaines dans lesquels l'orientation des moments magnétiques diffère peu de celle du champ appliqué.

Si l'on continue à faire croître le champ magnétique, les phénomènes redeviennent réversibles. Il se produit encore quelques rotations des moments magnétiques à l'intérieur des domaines jusqu'à ce que tous les moments soient parallèles au champ appliqué. On atteint alors le point D.

Si, partant de ce point, on réduit le champ H, on repasse d'abord par le point C, puis, lorsque le champ s'annule, on arrive au point F. En ce point, le matériau se trouve dans un état d'induction rémanente élevée. Dans la région CF, les phénomènes sont sensiblement réversibles.

Ils continuent à l'être si l'on inverse le champ appliqué, tant que celui-ci n'atteint pas une certaine valeur $-H_0$ correspondant au coude de la caractéristique B-H (seuil de basculement).

A partir de cette valeur, les phénomènes redeviennent irréversibles. On parcourt ainsi une branche CFC' du cycle d'hystérésis majeur.

Dans la région C'D', les phénomènes sont à nouveau réversibles.

En résumé, pour le cycle majeur, tout comme pour un cycle mineur correspondant à des valeurs extrêmes plus faibles du champ appliqué, les parties peu inclinées du cycle correspondent aux évolutions sensiblement réversibles, et les parties fortement inclinées, aux évolutions irréversibles.

II. LES MEMOIRES MAGNETIQUES

L'existence de deux états d'aimantation rémanente rend les matériaux ferromagnétiques et les ferrites capables de mémoriser les informations binaires. On peut, en effet, attribuer à un état de rémanence la signification du « **1** » binaire et, à l'autre état, la signification du « **0** » binaire.

Pour remplir cette fonction de mémoire, il n'est pas nécessaire que le cycle d'hystérésis soit rectangulaire, mais l'importance de cette forme rectangulaire apparaîtra par la suite.

L'information peut donc être mémorisée dans un tore, le sens du flux fixant la valeur **1**

ou **0** du chiffre binaire que l'on appelle un *bit* (Fig. 3).

Ce tore porte plusieurs enroulements qui permettent de modifier son état de rémanence, soit pour y introduire une information nouvelle, soit pour connaître la valeur de l'information mémorisée.

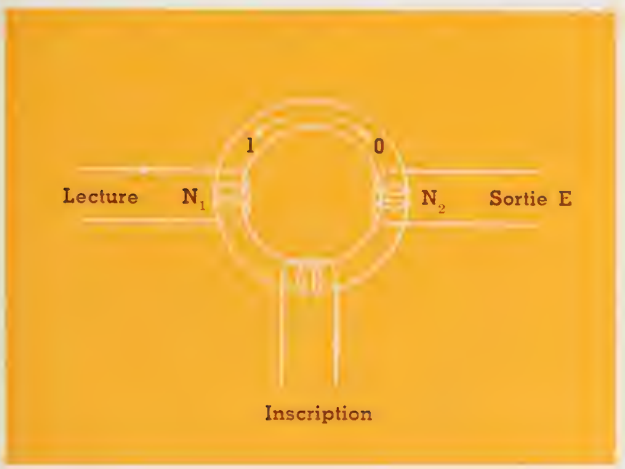


Fig. 3

Nous appellerons *inscription*, l'opération qui met le tore dans l'état de rémanence correspondant au **1** binaire, état qui sera désigné plus brièvement par état **1**. L'opération qui met le tore dans l'état **0** sera appelée *lecture*.

Supposons, par exemple, que l'on utilise le cycle majeur et que le matériau se trouve dans l'état de rémanence $+B_R$ (point F), que nous prendrons conventionnellement pour état **1**.

Pour lire cette information, on envoie dans un enroulement dit de lecture un courant de sens approprié et d'amplitude telle que :

$$\frac{N_1 i_1}{l} \geqslant H_M$$

H_M désignant l'intensité du champ correspondant au point C' et l, la longueur de la fibre moyenne du tore dont l'épaisseur est supposée suffisamment faible pour que l'on puisse admettre que le champ magnétique dans le noyau ait partout la même valeur.

Le matériau passe de l'état de rémanence $+B_R$ à l'état de saturation $-B_s$ de signe opposé et, pendant ce passage, une tension E apparaît aux bornes d'un enroulement de sortie ; on a :

$$E = N_2 \frac{d\Phi}{dt}$$

Φ désignant le flux dans la section du noyau ($\Phi = BS$).

Lorsque le courant de lecture cesse, le matériau passe à l'état de rémanence $-B_R$ (point F') qui, selon notre convention, correspond à l'état **0**.

Si l'on applique à nouveau un courant de lecture, l'état magnétique varie de $-B_R$ à $-B_s$ et une tension parasite faible est induite dans l'enroulement de sortie. Le matériau revient ensuite à l'état **0**.

La lecture du contenu d'information d'un anneau est donc une opération *destructive*. Si l'anneau se trouvait initialement dans l'état **1**, il faut, après la lecture, le remettre dans cet état si l'on veut éviter que l'information soit perdue.

Pour mettre le matériau dans l'état **1**, on fait circuler un courant de sens opposé à celui du courant de lecture dans un enroulement d'inscription qui peut éventuellement être confondu avec l'enroulement de lecture.

La tension induite dans l'enroulement de sortie pendant le passage de l'état magnétique de $-B_R$ à $+B_s$ est évidemment semblable et de signe opposé à la tension obtenue lors de la lecture.

II. 1. *Signal de réponse d'un anneau.*

Les impulsions de tension induites lors du renversement de l'état magnétique d'un anneau sont dues principalement à la traversée de la région irréversible au cours de laquelle se produit la majeure partie de la variation du flux.

L'analyse du mécanisme irréversible de renversement du flux, que nous n'aborderons pas ici, conduit à la relation fondamentale suivante[2] (nous considérons la partie F'CD du cycle majeur) :

$$\frac{dB}{dt} = f(B)\,[H(t) - H_0] \qquad (1)$$

valable pour :

$$H(t) > H_0$$

et

$$-B_0 < B < B_M$$

f(B) désigne une fonction de la valeur instantanée de l'induction, H(t), le champ magnétique dans le noyau et H_0, le seuil de basculement.

Lorsque les anneaux utilisés sont de faible épaisseur et que, par conséquent, l'on a :

$$\Phi = B\,S$$

il est préférable de remplacer la formule (1) par :

$$\frac{d\Phi}{dt} = F(\Phi)\,[H(t) - H_0] \qquad (1,a)$$

D'autre part, si l'on admet qu'en raison de la grande résistivité des ferrites, les courants de Foucault sont très faibles, on peut négliger le champ démagnétisant qu'ils créent et écrire :

$$H(t) = \frac{(NI)}{l} \qquad (2)$$

(NI) désignant la force magnétomotrice résultante (fonction du temps), due aux courants qui traversent les enroulements de l'anneau.

La relation (1,a) peut alors être mise sous la forme :

$$\frac{d\Phi}{dt} = R(\Phi)\,[(NI) - (NI)_0] \qquad (1,b)$$

[$R(\Phi)$ a les dimensions d'une résistance]

La relation (1,b) est valable pour :

$$(NI) > (NI)_0$$

et

$$-\Phi_0 < \Phi < \Phi_M$$

Nous allons examiner les conclusions que l'on peut tirer de la formule (1,b) et les comparer aux résultats expérimentaux.

a) **Cas d'un signal de commande en forme d'échelon (anneau non chargé).**

Considérons un anneau dont les enroulements de commande et de sortie comportent respectivement N_1 et N_2 spires (fig. 4).

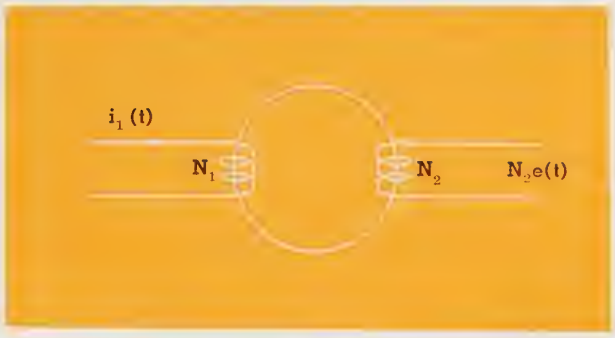


Fig. 4

Cherchons la force électromotrice e(t) induite, par spire, dans l'enroulement de sortie, supposé en circuit ouvert, lorsque le courant, traversant l'enroulement de commande, subit une variation en forme d'échelon.

Nous admettrons que :

$$\text{pour } t < o \quad , \quad i_1(t) = I_0$$

$$\text{pour } t > o \quad , \quad i_1(t) = I_1 > I_0$$

Pour le signal envisagé, la relation (1,b) s'écrit :

$$\frac{d\Phi}{dt} = R(\Phi)\,.\,N_1(I_1 - I_0) \qquad (3)$$

On a également :

$$e = \frac{d\Phi}{dt} \qquad (4)$$

ou, en vertu de (3) :

$$e = R(\Phi)\,.\,N_1(I_1 - I_0) \qquad (5)$$

De (3), on tire :

$$\int_{-\Phi_0}^{\Phi} \frac{d\Phi}{R(\Phi)} = N_1(I_1 - I_0)t \qquad (6)$$

En résolvant cette équation par rapport à Φ, on obtient :

$$\Phi = G[N_1\,(I_1 - I_0)t] \qquad (7)$$

Après substitution dans (5), on trouve :

$$e = U[N_1(I_1 - I_0)t]\,.\,N_1(I_1 - I_0) \qquad (8)$$

$U[N_1(I_1 - I_0)t]$ étant une fonction dont la structure ne dépend que du type d'anneau utilisé.

La figure 5 représente un exemple de famille de courbes de réponse e, avec N_1I_1 comme paramètre, e étant donné par la relation (8).

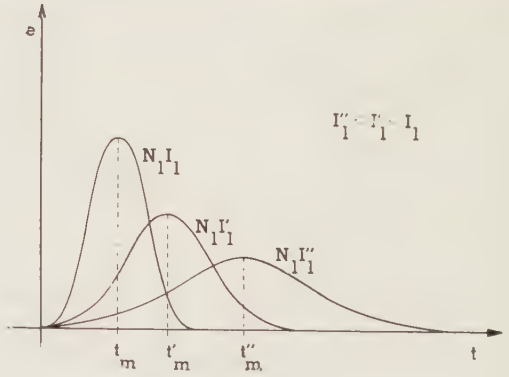


Fig. 5

Montrons que, par un choix convenable des variables, une telle famille peut se ramener à une courbe de réponse unique.

Désignons par S'_w la valeur de l'argument $N_1(I_1 - I_0)t$ qui rend maximum la fonction U et, par conséquent, la force électromotrice e.

La valeur correspondante t_m de t est donnée par :

$$\frac{1}{t_m} = \frac{N_1(I_1 - I_0)}{S'_w} \qquad (9)$$

L'inverse de t_m est une fonction linéaire de N_1I_1 (fig. 6).

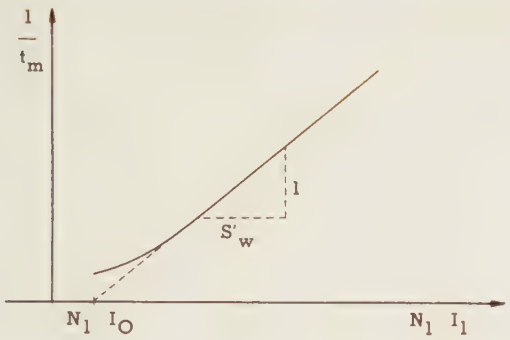


Fig. 6

Remarque : Certains auteurs introduisent une autre constante caractéristique S_w, définie comme étant la valeur de l'argument de la fonction U, pour laquelle celle-ci, après être passée par un maximum, prend une valeur égale à 10 % de ce maximum.

Grâce à (9), nous pouvons écrire la relation (8) sous la forme :

$$e = U\left(S'_w \frac{t}{t_m}\right) . N_1(I_1 - I_0) \qquad (10)$$

d'où

$$e_{max} = U(S'_w) . N_1(I_1 - I_0) \qquad (11)$$

et

$$\frac{e}{e_{max}} = \frac{U\left(S'_w \frac{t}{t_m}\right)}{U(S'_w)} \qquad (12)$$

Si l'on pose :

$$\left.\begin{aligned} \tau &= \frac{t}{t_m} \\ \varepsilon &= \frac{e}{e_{max}} \end{aligned}\right\} \qquad (13)$$

(12) devient :

$$\varepsilon = \varepsilon(\tau) \qquad (14)$$

C'est l'équation de la courbe de réponse unique cherchée.

En effet, la fonction $\varepsilon(\tau)$ ne dépend que du type d'anneau utilisé.

Cette propriété des courbes de réponse d'un anneau non chargé à un signal de commande en forme d'échelon de même que celle exprimée par (9) ont été confirmées par l'expérience.

En admettant que la fonction $\varepsilon(\tau)$ soit connue, par une détermination expérimentale par exemple, nous pouvons en déduire la fonction $R(\Phi)$.

Transcrivons d'abord (4) et (5) sous la forme :

$$\varepsilon(\tau) = \frac{1}{e_{max}t_m} \frac{d\Phi}{d\tau} \qquad (4,a)$$

$$\varepsilon(\tau) = R(\Phi) \frac{S'_w}{e_{max}t_m} \qquad (5,a)$$

De (4,a), on tire :

$$\int_0^\tau \varepsilon \, d\tau = \frac{1}{e_{max}t_m} (\Phi + \Phi_0) \qquad (15)$$

Soit τ_s la valeur de τ lorsque Φ atteint la valeur Φ_M (t_s : durée de basculement) (*) ; on a alors :

$$\int_0^{\tau_s} \varepsilon \, d\tau = \frac{1}{e_{max}t_m} (\Phi_M + \Phi_0) \qquad (16)$$

d'où

$$e_{max}t_m = \Phi_c \qquad (17)$$

avec

$$\Phi_c = \frac{\Phi_M + \Phi_0}{\int_0^{\tau_s} \varepsilon \, d\tau} \qquad (18)$$

Compte tenu de (5,a), (15) et (17), on trouve :

$$R(\Phi) = \frac{\Phi_c}{S'_w} . \varepsilon(\tau) \qquad (19)$$

$$\Phi = \Phi_c \int_0^\tau \varepsilon(\tau) \, d\tau - \Phi_0 \qquad (20)$$

(19) et (20) expriment, sous forme paramétrique, la relation entre $R(\Phi)$ et Φ, la variable paramétrique étant τ.

Si l'on néglige la pente des parties du cycle où les phénomènes sont réversibles, on peut poser :

$$\Phi_0 = \Phi_M \qquad (21)$$

(*) On définit également la durée de basculement comme étant la valeur de t pour laquelle l'argument $N_1 (I_1 - I_0)t$ de la fonction U vaut S_w (voir remarque précédente).

et les équations (18) et (20) deviennent :

$$\Phi_c = \frac{2\Phi_M}{\int_0^{\tau_s} \varepsilon \, d\tau} \qquad (18,a)$$

$$\Phi = \Phi_c \int_0^{\tau} \varepsilon \, d\tau - \Phi_M \qquad (20,a)$$

Si, de plus, on admet que la courbe de réponse $\varepsilon(\tau)$, relevée expérimentalement, puisse être assimilée à une demi-sinusoïde :

$$\varepsilon = \sin \frac{\pi}{2} \tau$$

on obtient successivement :

— d'après (18,a) :

$$\Phi_c = \frac{2\Phi_M}{\int_0^2 \sin \frac{\pi}{2} \tau \, d\tau} = \Phi_M$$

— d'après (20,a) :

$$\Phi = \Phi_M \int_0^{\tau} \sin \frac{\pi}{2} \tau \, d\tau - \Phi_M = -\Phi_M \cos \frac{\pi}{2} \tau$$

— d'après (19) :

$$R(\Phi) = \frac{\Phi_M}{S'_w} \sin \frac{\pi}{2} \tau = r \sqrt{1 - \left(\frac{\Phi}{\Phi_M}\right)^2} \qquad (22)$$

avec

$$r = \frac{\Phi_M}{S'_w} \qquad (23)$$

b) **Cas d'un signal de forme quelconque.**

Nous avons dit plus haut que les propriétés des courbes de réponse d'un anneau non chargé à un courant de commande en forme d'échelon telles que les prévoit l'application de la formule (1,b) ont été confirmées par l'expérience.

Pour étudier les courbes de réponse d'un anneau chargé ou non, introduisons dans (1,b) l'expression de $R(\Phi)$ tirée de (19) et (20) ; on a :

$$\frac{d\Phi}{dt} = R(\Phi)[(NI) - (NI)_0]$$

Supposons l'enroulement de sortie chargé par un dipôle R-L-C (fig. 7).

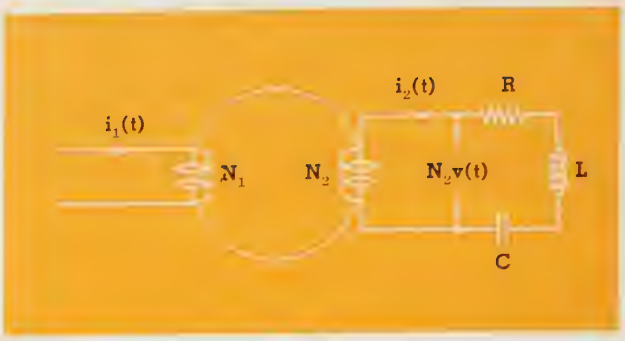


Fig. 7

On a alors, avec les notations de la figure 7, les équations suivantes :

$$\frac{d\Phi}{dt} = R(\Phi) N_1 \left(i_1 - \frac{N_2}{N_1} i_2 - I_0\right) \qquad (24)$$

$$v = \frac{d\Phi}{dt} \qquad (25)$$

$$N_2 v = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 \, dt \qquad (26)$$

Des deux dernières, on tire :

$$N_2 \frac{d\Phi}{dt} = R i_2 + L \frac{di_2}{dt} + \frac{1}{C} \int_0^t i_2 \, dt \qquad (27)$$

Les équations à résoudre pour trouver Φ et i_2 sont (24) et (27).

Connaissant Φ ou i_2, on en déduit v d'après (25) ou (26).

Cette méthode n'est applicable que si la fonction $R(\Phi)$ peut être mise sous une forme analytique maniable.

On trouvera dans la référence[3] quelques exemples de résolution des équations (24) et (27), dans le cas où la fonction $R(\Phi)$ est donnée par (22) et où les conditions initiales sont :

$$\text{pour } t = 0 \,, \quad \left.\begin{aligned} i_1(t) &= I_0 \\ i_2(t) &= 0 \\ \Phi &= \Phi_0 \ (\approx \Phi_M) \end{aligned}\right\} \qquad (28)$$

Remarquons ici que sans devoir résoudre les équations (24) et (27), on peut voir directement, d'après (24) et (25), que, pour un même signal de commande, la charge de l'anneau a pour effet de diminuer la tension induite v (terme $-\frac{N_2}{N_1} i_2$).

Comme, d'autre part, d'après (25),

$$\int_0^{t_s} v\,dt = \Phi_M + \Phi_0$$

la durée de basculement t_s croît avec la charge, c'est-à-dire avec la diminution de l'impédance branchée aux bornes de l'enroulement de sortie, l'intégrale $\int_0^{t_s} v\,dt$ devant garder la valeur constante $\Phi_M + \Phi_0$.

Lorsque la fonction $R(\Phi)$ ne peut pas être exprimée analytiquement, il est préférable de faire intervenir directement la fonction $\varepsilon(\tau)$ dans l'équation différentielle (24)[2]. Cette équation peut s'écrire, compte tenu de (19) :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{\Phi_c}{S'_w}\,\varepsilon(\tau)\,N_1\left(i_1 - \frac{N_2}{N_1}\,i_2 - I_0\right) \quad (29)$$

D'autre part, d'après (4,a) et (17) :

$$\frac{d\Phi}{d\tau} = \Phi_c\,\varepsilon(\tau) \quad (30)$$

Si l'on considère t et τ comme fonctions de Φ, l'expression de τ, en fonction de t, peut être trouvée en transcrivant (29) sous la forme :

$$\frac{d\Phi}{d\tau}\,\frac{d\tau}{dt} = \frac{\Phi_c}{S'_w}\,\varepsilon(\tau)\,N_1\left(i_1 - \frac{N_2}{N_1}\,i_2 - I_0\right) \quad (29,a)$$

Divisant membre à membre (29,a) par (30), on trouve :

$$\frac{d\tau}{dt} = \frac{1}{S'_w}\,N_1\left(i_1 - \frac{N_2}{N_1}\,i_2 - I_0\right) \quad (31)$$

d'où

$$\tau = \frac{N_1}{S'_w}\int_0^t \left(i_1 - \frac{N_2}{N_1}\,i_2 - I_0\right) dt \quad (32)$$

[Nous supposons ici implicitement, pour simplifier, que les conditions initiales sont encore celles données par (28)].

Les équations à résoudre pour trouver Φ et i_2 sont maintenant (27), (29) et (32).

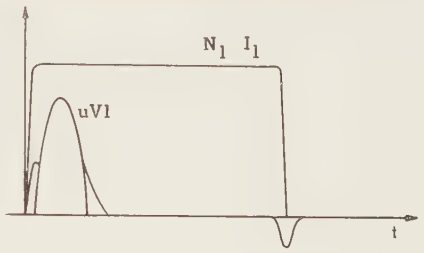
La confirmation expérimentale des résultats obtenus par cette méthode est donnée dans la référence [4].

c) Tension induite dans les régions réversibles.

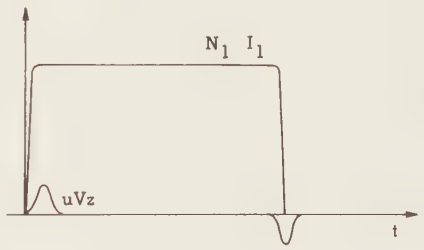
Revenons au cas de l'anneau non chargé.

Nous n'avons considéré précédemment, dans la partie F'CD du cycle, que la région comprise entre $-B_0$ et $+B_M$. En réalité, lorsque l'anneau se trouve dans l'état $-B_R$ et qu'on lui applique une impulsion en forme d'échelon pour passer au point D, il y a lieu de tenir compte des phénomènes réversibles qui se produisent au début et à la fin du basculement de l'état magnétique.

Ces phénomènes réversibles font apparaître, d'une part, une première pointe de tension parasite au début du basculement et allongent, d'autre part, le flanc arrière du signal de réponse (fig. 8,a).



a. Signal de réponse d'un anneau dans l'état **1** à une impulsion de lecture N_1I_1.



b. Signal de réponse d'un anneau dans l'état **0** à une impulsion de lecture N_1I_1.

Fig. 8

Il en résulte un accroissement de l'aire limitée par la courbe de réponse ; cet accroissement ne constitue cependant qu'un pourcentage assez faible de l'aire totale puisque la variation la plus importante du flux se produit dans la région irréversible.

Comme nous l'avons dit plus haut, la forme du signal e que l'on recueille lors de la lecture d'un anneau dans l'état **1** est, au signe près, identique au précédent. On désigne ce signal par uV1 (undisturbed voltage **1** ; la raison de cette appellation apparaîtra plus loin).

Lorsqu'un signal de lecture est appliqué à un anneau se trouvant dans l'état **0**, l'induction passe de $-B_R$ à $-B_s$. Le signal parasite, induit lors de cette lecture, est désigné par uVz (undisturbed voltage **0**). Notons que uVz a le même signe que uV1 (fig. 8,b).

Pratiquement, la lecture et l'inscription sont commandées par des impulsions de courant de forme rectangulaire et de durée supérieure à la durée de basculement t_s.

Le front avant de cette impulsion produit, suivant l'état initial de l'anneau, le signal uV1 ou uVz, tandis que le front arrière donne naissance, indépendamment de l'état initial de l'anneau, à un signal parasite similaire à uVz mais de signe opposé, signal dû au passage de l'induction de $-B_s$ à $-B_R$.

Nous verrons plus loin que le cycle utilisé dans les anneaux de mémoire est généralement un cycle mineur et que l'amplitude des impulsions de commande est ajustée de façon à ne pas dépasser les sommets de ce cycle. La forme des signaux de réponse, que l'on obtient dans ce cas, est tout à fait semblable à celle des signaux que l'on vient d'examiner.

Le rapport $\frac{\hat{uV1}}{\hat{uVz}}$ entre les valeurs de crête des signaux de réponse utile et parasite dépend, d'une part, du quotient $\frac{B_r}{B_m}$ entre l'induction rémanente et l'induction maximum du cycle choisi et, d'autre part, des vitesses de variation du flux dans les régions réversibles et irréversibles du cycle.

Pour les anneaux de ferrite actuellement disponibles, le quotient $\frac{B_r}{B_m}$ est compris entre 0,9 et 0,97. Si nous considérons une valeur moyenne de 0,95, le rapport entre les variations totales de flux produisant respectivement les signaux uV1 et uVz, rapport donné sensiblement par :

$$\frac{2B_i}{B_m - B_i}$$

vaut 40.

Cependant, comme la vitesse de variation du flux est plus élevée dans la région réversible que dans la région irréversible, le rapport $\frac{\hat{uV1}}{\hat{uVz}}$ ne dépasse pas 15.

En ce qui concerne la valeur de crête du signal uV1, elle est généralement de l'ordre de 100 mV/spire. Si des signaux de cette amplitude, que l'on peut aisément amplifier à l'aide de circuits électroniques, sont obtenus, malgré la faible valeur de l'induction de saturation des ferrites, c'est grâce à leur grande vitesse de basculement. Les durées t_s du basculement des anneaux de ferrite peuvent, en effet, descendre en-dessous de 0,5 μs.

Ces faibles temps de basculement offrent, en outre, l'avantage de permettre la répétition des lectures et des inscriptions successives à une cadence rapide et les vitesses de fonctionnement des systèmes de mémoire à ferrite peuvent par conséquent être élevées.

Voici, pour quelques types d'anneaux, les dimensions géométriques, la valeur du courant de commande et celle du temps de basculement.

	6E1	*6B1*	*6D3*	*6D5*	*6C1*	*6F1*
d_{ext} (mm)	3,8	1,95	1,95	1,27	1,27	1,36
d_{int} (mm)	2,2	1,30	1,30	0,80	0,76	0,78
h (mm)	1,5	0,58	0,58	0,38	0,28	0,30
i_{com} (mA)	347	450	740	365	500	1.176
$t_{s\,max}$ (μs)	10	2,25	1,52	1,6	1,0	0,4

Comme on peut s'en rendre compte par les dimensions géométriques données dans ce tableau, un intérêt supplémentaire des ferrites réside dans la possibilité de réaliser des anneaux de très petit diamètre, donc peu encombrants. De ce fait également, le nombre d'ampères-tours nécessaires au basculement de l'état magnétique de l'anneau est ramené à des valeurs suffisamment faibles malgré le champ coercitif élevé du matériau. Ceci permet, d'une part, d'utiliser les tubes électroniques ou les transistors comme éléments de commande et, d'autre part, de réduire au minimum le nombre de spires des enroulements de lecture et d'inscription, ce qui facilite le travail de bobinage des systèmes de mémoire. Bien souvent, les enroulements utilisés se réduisent simplement à un seul fil traversant l'anneau, disposition que nous supposerons implicitement réalisée dans les systèmes que nous nous proposons d'examiner.

II. 2. *Principe de coïncidence de courants.*

Les systèmes de mémoire à ferrite sont constitués par un grand nombre de tores disposés suivant une matrice rectangulaire (fig. 9).

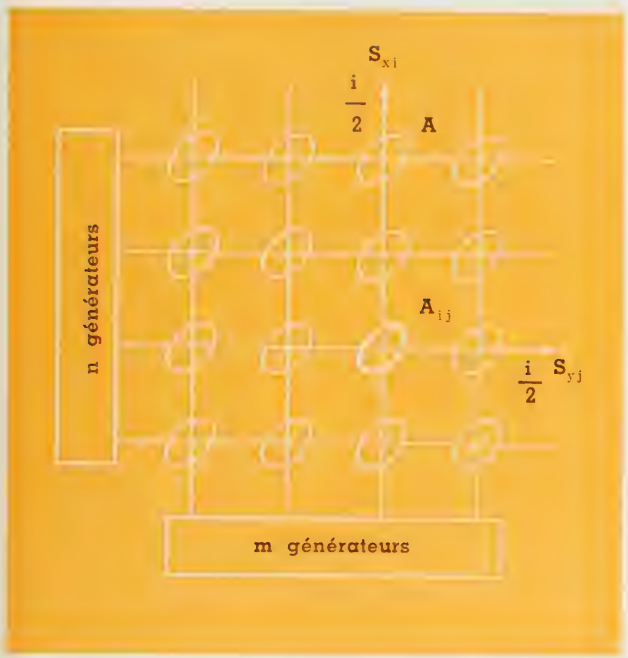


Fig. 9

Pour permettre la sélection d'un anneau quelconque de la matrice sans devoir associer à chaque anneau un générateur de courants de lecture et d'inscription, il est fait usage de ce que l'on appelle le *principe de coïncidence de courants.*

La matrice comporte des fils de sélection verticaux S_x et horizontaux S_y. Les anneaux sont disposés aux points de croisement de ces fils, de sorte que chaque anneau est traversé par un fil S_x et un fil S_y.

Pour lire l'information mémorisée dans un anneau particulier de coordonnées $x_i y_j$, on envoie simultanément deux impulsions de courant d'amplitude égale dans les deux fils S_{xi} S_{yj} se croisant au point considéré. L'amplitude de ces impulsions est telle que leur effet cumulatif produit une force magnétomotrice suffisante pour provoquer l'inversion de l'aimantation de l'anneau sélecté. Chaque impulsion, à elle seule, est cependant insuffisante pour dépasser le seuil de basculement $-H_0$ des autres anneaux situés sur la même ligne horizontale S_{xi} et sur la même colonne verticale S_{yj} que l'anneau considéré.

En désignant par $\frac{i}{2}$ le courant dans chaque fil de sélection supposé unique, on doit donc avoir :

$$\frac{i}{21} < H_0$$

H_0 étant le seuil de basculement propre au cycle mineur utilisé, défini par la valeur maximum du champ magnétique :

$$H_m = \frac{i}{1}$$

Seul l'anneau sélecté est lu, tandis que l'état des autres anneaux de la matrice n'est pas modifié.

Le même procédé de sélection peut évidemment être utilisé pour l'inscription. De cette manière, les anneaux de la matrice, qui sont principalement destinés à remplir la fonction de mémoire, participent aussi à la fonction de sélection. Il en résulte que l'on peut réaliser une économie appréciable dans les circuits de sélection, puisqu'il suffit de m + n générateurs de courants de lecture et d'inscription pour une matrice qui comprend m x n anneaux de mémoire.

II. 3. *Les signaux parasites*

S'il n'est pas indispensable d'avoir un cycle d'hystérésis rectangulaire pour la fonction de mémoire, par contre, cette forme devient nécessaire lorsqu'on veut combiner les fonctions de mémoire et de sélection [5][6][7].

Considérons, en effet, un anneau A situé sur la même colonne S_{xi} ou sur la même ligne S_{yj} que l'anneau à sélecter A_{ij}, et supposons que cet anneau A soit initialement dans l'état **1**.

Lorsque l'anneau est excité par une impulsion de courant $\frac{i}{2}$ dans le sens de la lecture, l'induction passe de $+ B_r$ à la valeur B $(-\frac{H_m}{2})$ correspondant au champ $-\frac{H_m}{2}$ (fig. 10).

Après la fin de l'impulsion, le matériau devrait revenir à l'état de rémanence $+ B_r$. En réalité, les phénomènes ne sont pas rigoureusement réversibles dans cette partie du cycle d'hystérésis, et le matériau se stabilise, après cette première impulsion, dans un état d'induction rémanente B'_r, plus faible que B_r.

Si, au cours des lectures suivantes, le même anneau A est excité par des impulsions $\frac{i}{2}$ répétées,

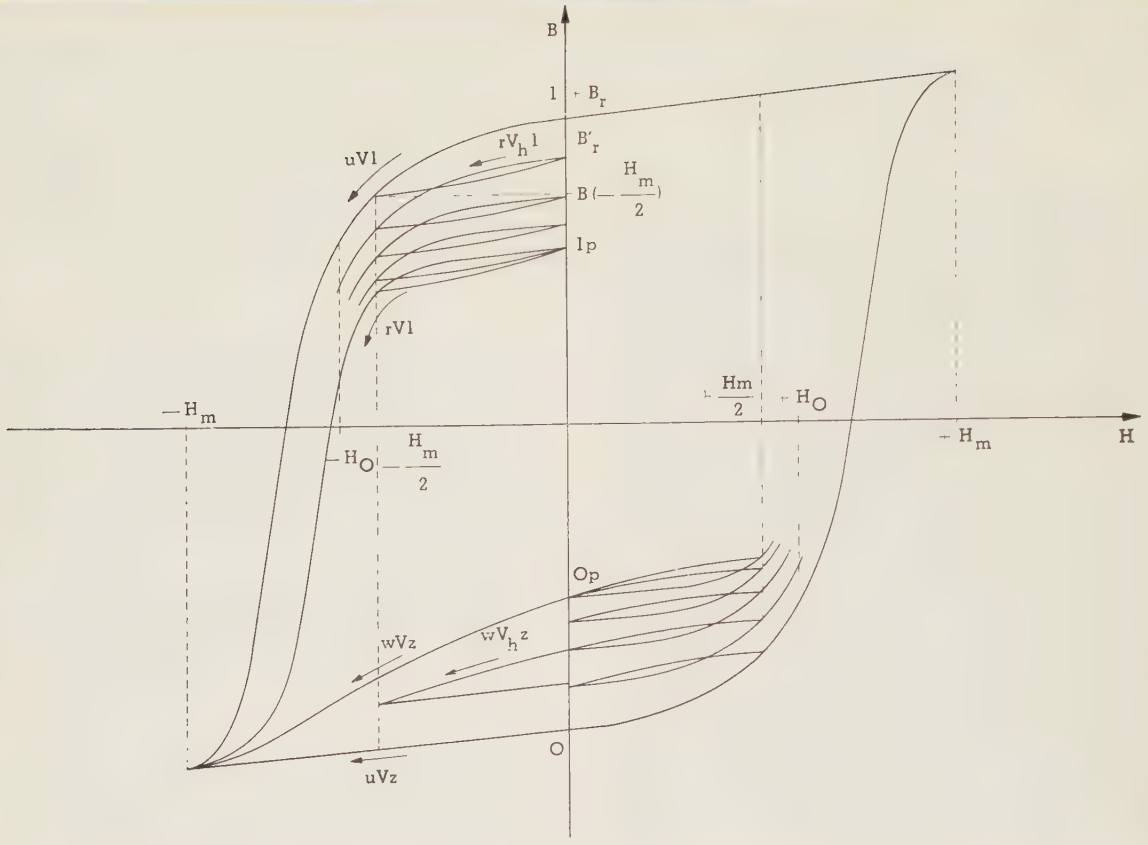


Fig. 10

le point de fonctionnement se déplace progressivement vers le bas, et l'information contenue dans le tore risque d'être perdue.

Heureusement, le processus s'arrête rapidement si le cycle est suffisamment rectangulaire et si l'amplitude des impulsions de commande $\frac{i}{21}$ est suffisamment inférieure à H_0. On constate, en effet, dans ce cas, que le point de fonctionnement ne s'abaisse plus après un certain nombre d'impulsions (au maximum 8 ou 10), et qu'ensuite, il décrit un petit cycle fermé.

Un glissement analogue du point de fonctionnement se produit également, cette fois vers le haut, pour un anneau dans l'état **0** qui est perturbé par des impulsions d'inscription $\frac{i}{2}$.

Ces actions démagnétisantes ont donc pour effet de diminuer la valeur absolue de l'induction rémanente correspondant aux états **0** et **1** de l'anneau, et d'amener ainsi ce dernier dans de nouveaux états que nous appellerons états **0** et **1** « perturbés ». (0_p et 1_p sur la fig. 10).

Il en résulte que le signal utile (correspondant au front avant de l'impulsion de lecture) d'un anneau dans l'état **1** perturbé est plus faible que uV1. Ce signal est désigné par rV1 (read-disturbed voltage 1) (fig. 10 et 11).

Par contre, le signal parasite qui apparaît lors de la lecture d'un anneau dans l'état **0** perturbé est plus grand que uVz. Ce signal parasite est désigné par wVz (write-disturbed voltage 0) (fig. 10 et 11).

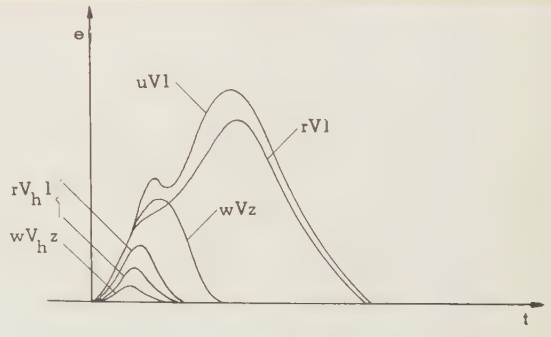


Fig. 11

En plus des signaux parasites uV_z et wV_z , engendrés par le front avant d'une impulsion de lecture, il y a lieu de considérer également les signaux parasites suivants, produits par le front avant d'une demi-impulsion de lecture ou d'inscription :

1) les signaux qui apparaissent lors des demi-lectures successives d'un anneau initialement dans l'état **1** ou lors des demi-inscriptions successives d'un anneau initialement dans l'état **0** (passage à l'état perturbé). L'amplitude de ces signaux parasites, que l'on désigne par rV_h1 , décroît au cours des impulsions successives. C'est le premier signal parasiste qui a l'amplitude la plus grande. Au bout de 8 à 10 perturbations, l'amplitude du parasite devient constante (fig. 10 et 11)

2) les signaux qui apparaissent lors des demi-inscriptions d'un anneau se trouvant dans l'état **1** (perturbé ou non) ou lors des demi-lectures d'un anneau se trouvant dans l'état **0** (perturbé ou non). Ces signaux parasites sont désignés par wV_hz . Leur amplitude est plus faible que celle des signaux rV_h1 (fig. 10 et 11 ; sur la figure 10, nous n'avons représenté qu'un exemple de demi-lecture d'un anneau dans l'état **0** semi-perturbé).

Si l'on fait varier l'intensité du courant i et, par conséquent, l'amplitude du cycle mineur utilisé, on constate que $r\hat{V}1$ augmente à i croissant, jusqu'à une valeur maximum puis diminue tandis que $u\hat{V}1$ continue à augmenter suivant une loi sensiblement linéaire. Quant au signal parasite $w\hat{V}z$, il croît légèrement jusqu'au moment où $r\hat{V}1$ atteint son maximum puis augmente plus rapidement (fig. 12).

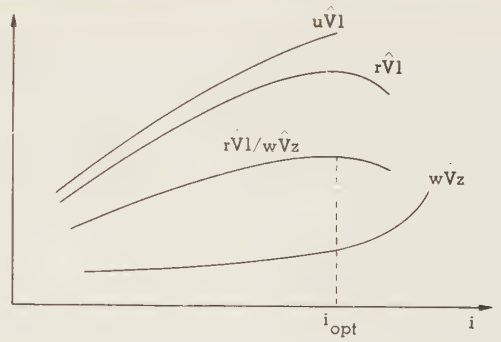


Fig. 12

Par conséquent, le rapport des valeurs de crête des signaux perturbés, $\frac{r\hat{V}1}{w\hat{V}z}$, passe par un maximum pour une valeur déterminée, i_{opt} , du courant de commande i.

Ce sont ces valeurs optima du courant de commande qui sont renseignées, pour quelques types d'anneaux, dans le tableau donné précédemment. Nous complétons à présent ce tableau avec les valeurs correspondantes de $r\hat{V}1$ et de $w\hat{V}z$.

	6E1	*6B1*	*6D3*	*6D5*	*6C1*	*6F1*
$r\hat{V}1$ min (mV)	55	68	87	40	36	110
$w\hat{V}z$ max (mV)	6	21	29	13	12	31
$\frac{r\hat{V}1 \text{ min}}{w\hat{V}z \text{ max}}$	9,1	3,2	3	3,1	3	3,5

Les chiffres donnés représentent, en réalité, la valeur minimum du signal $r\hat{V}1$ et la valeur maximum du parasite $w\hat{V}z$, compte tenu de la dispersion des caractéristiques des anneaux (environ 10 %), ainsi que d'une tolérance de 10 % sur la valeur du courant de commande ($i = 0{,}9\ i_{nom}$) et sur celle du courant perturbateur ($i_d = 0{,}55\ i_{nom}$), de sorte que le rapport de ces courants vaut en réalité :

$$\frac{i_d}{i} = \frac{0{,}55}{0{,}9} = 0{,}61 \text{ au lieu de } 0{,}5.$$

Quant à l'amplitude des signaux parasites rV_h1 et wV_hz, elle n'atteint, en général, que quelques % du signal utile rV1 . L'influence de ces signaux parasites apparaîtra par la suite.

II. 4. *Coefficient de rectangularité du cycle d'hystérésis.*

Pour caractériser la possibilité d'emploi d'un matériau magnétique comme élément de mémoire, il est fréquemment fait usage d'un coefficient de « rectangularité » R_s qui, par définition, est égal au rapport entre l'induction B $(-\frac{H_m}{2})$ correspondant au champ $-\frac{H_m}{2}$, et l'induction B_m au sommet du cycle (champ H_m) :

$$R_s = \frac{B\,(-\frac{H_m}{2})}{B_m}.$$

Contrairement au rapport $\frac{B_r}{B_m}$ que nous avons défini précédemment, le coefficient R_s tient compte de la rectangularité du cycle dans la région du coude.

Pour un cycle parfaitement rectangulaire, on a : $R_s = 1$, et dans ce cas $rV1 = uV1$, $wVz = uVz = 0$.

Pratiquement, R_s est plus petit que 1 et dépend de la valeur du champ maximum H_m qui détermine l'amplitude du cycle mineur choisi. Pour une certaine valeur de H_m , R_s passe par un maximum qui, en général, est compris entre 0,8 et 0,9.

Le cycle mineur déterminé par cette valeur optimum de H_m est le cycle le plus rectangulaire, auquel correspond sensiblement le maximum du rapport $\frac{\hat{rV1}}{\hat{wVz}}$.

III. LES SYSTEMES DE MEMOIRES MATRICIELLES

Toute l'importance de la rectangularité du cycle d'hystérésis apparaît dès que l'on examine l'organisation des mémoires matricielles. Nous ne considérerons ici que les deux systèmes principaux de mémoire à fonctionnement parallèle : les mémoires à sélection par coïncidence de courants et les mémoires à sélection directe.

III. 1. *Les mémoires à sélection par coïncidence de courants.*

Les mémoires à *sélection par coïncidence de courants* comportent un certain nombre de matrices bidimensionnelles analogues à celle qui a été représentée précédemment (fig. 13). Les fils de sélection S_{xi} et S_{yj} sont communs à toutes les matrices dont ils traversent, en série, les colonnes homologues x_i et les lignes homologues y_j , respectivement. Ces fils sont raccordés à un sélecteur x et à un sélecteur y qui fournissent les impulsions de courant nécessaires.

En outre, chaque matrice bidimensionnelle est traversée par un fil de sortie et par un fil de « blocage ».

Le fil de sortie est destiné à recueillir les signaux de réponse des anneaux situés dans cette matrice.

Lorsqu'on lance deux impulsions d'amplitude $\frac{i}{2}$ dans les fils S_{xi} et S_{yj} dans le sens de la lecture, on lit simultanément dans toutes les matrices les anneaux de mêmes coordonnées x_iy_j . L'ensemble des bits d'information contenus dans ces anneaux constitue ce que l'on appelle un « mot », et les coordonnées x_iy_j forment l'« adresse » de ce mot.

Une mémoire comprenant N plans de m × n anneaux a, par conséquent, une capacité de m × n mots de N bits chacun.

Le fil de blocage est utilisé lors de l'inscription des informations. Pour effectuer l'inscription d'un mot à une adresse donnée, les anneaux situés à cette adresse étant supposés initialement à l'état **0** , on procède comme suit. On envoie sur les fils de sélection S_{xi} S_{yj} correspondant à l'adresse choisie deux impulsions $\frac{i}{2}$ dans le sens de l'inscription, et une impulsion $-\frac{i}{2}$ dans le sens de la lecture sur les fils de blocage des matrices bidimensionnelles

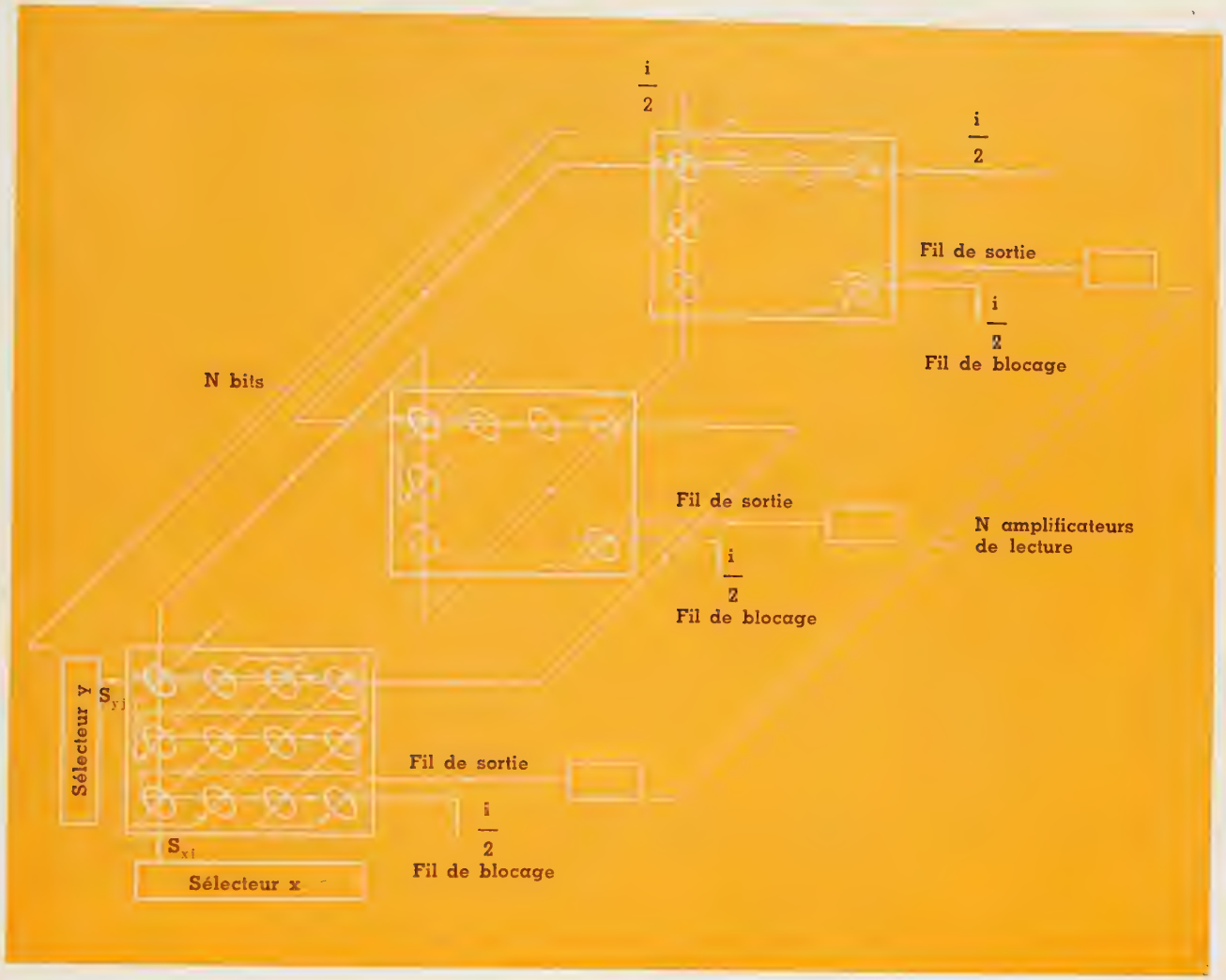


Fig. 13

où se trouvent les anneaux du mot dont les bits doivent avoir la valeur **0**. Cette impulsion de blocage réduit l'intensité résultante du courant d'inscription à $\frac{i}{2}$ et, par conséquent, laisse les anneaux correspondants dans leur état initial **0**.

Dans le système décrit ici, les N signaux de réponse résultant de la lecture d'un mot apparaissent en parallèle sur les N fils de sortie.

En fait, le signal que l'on recueille sur le fil de sortie d'une matrice bidimensionnelle comporte, en plus du signal rV1 ou wVz de l'anneau sélecté, la somme de tous les parasites dus aux $m + n - 2$ anneaux non sélectés situés sur la colonne x_i et sur la ligne y_j. Ces anneaux non sélectés induisent sur le fil de sortie des signaux rV_h1 ou wV_hz, selon leur état.

L'addition de tous ces parasites risque de masquer complètement le signal utile, ce qui a pour conséquence de limiter fortement la capacité en mots de la mémoire. C'est pourquoi ces parasites doivent être réduits le plus possible. On voit ainsi tout l'intérêt que présente l'emploi de matériaux à cycle d'hystérésis rectangulaire.

Une diminution importante des signaux parasites dus à l'action cumulative des anneaux non sélectés peut également être obtenue grâce à un entrelacement approprié du fil de sortie à travers tous les anneaux de la matrice.

Le câblage de ce fil est réalisé, comme il est représenté à la figure 13, en suivant des directions obliques, inclinées à 45°, de telle sorte que les anneaux d'une même ligne horizontale sont traversés alternativement dans un sens et dans l'autre ; il en est de même pour les anneaux situés sur une même colonne verticale.

De cette façon, les signaux parasites se compensent en grande partie. Une compensation parfaite n'est cependant pas possible, même si l'on prend soin d'utiliser des anneaux de caractéristiques suffisamment uniformes, puisque l'amplitude de chaque parasite dépend de l'état **1** ou **0** dans lequel se trouve l'anneau considéré et du nombre d'impulsions perturbatrices qu'il a reçues antérieurement.

La discrimination entre les signaux utile et parasite est réalisée dans les amplificateurs de lecture qui sont directement raccordés aux fils de sortie des différentes matrices (fig. 13).

Le procédé généralement utilisé pour effectuer cette discrimination consiste à intégrer le signal résultant. Le parasite, qui est plus bref que le signal utile, ne fournit, à valeur de crête égale, qu'une faible contribution au signal intégré.

La rectangularité des ferrites couramment disponibles permet la construction de matrices bidimensionnelles du type envisagé ici, ayant une capacité de $64 \times 64 = 4096$ anneaux, convenant donc pour 4096 mots. Le pas entre les lignes ou les colonnes successives est de 2 mm, de sorte que tous les anneaux sont contenus dans un carré ayant à peine 13 cm de côté.

Pour augmenter la capacité en mots, on peut évidemment utiliser dans un même plan plusieurs matrices séparées, raccordées à des amplificateurs de lecture distincts.

La lecture d'un anneau étant une opération destructive, il faut réinscrire l'information après la lecture de chaque mot. On doit donc disposer d'une mémoire intermédiaire qui conserve l'information pendant le temps séparant la lecture de la réinscription. Cette mémoire intermédiaire, qui peut être constituée d'une rangée supplémentaire de N anneaux, est lue au moment de la réinscription.

III. 2. *Les mémoires à sélection directe.*

Dans les mémoires à *sélection directe* que nous examinerons maintenant, on n'utilise qu'une seule matrice bidimensionnelle (fig. 14).

Les anneaux d'une même ligne horizontale contiennent les N bits d'un même mot. Le nombre de lignes d'une telle matrice est donc égal au nombre de mots contenus dans la mémoire, et le nombre de colonnes, au nombre N de bits de chaque mot.

Les anneaux de chaque mot sont traversés par un fil horizontal : le fil d'adresse. Les anneaux d'une même colonne sont traversés par deux fils verticaux : le fil de sortie et le fil d'inscription, distincts pour chaque colonne.

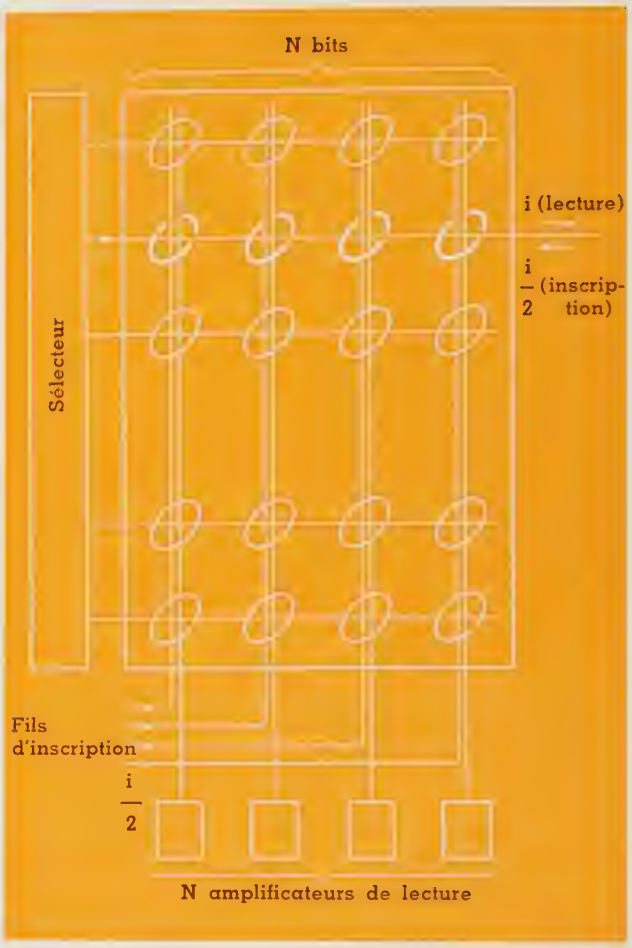
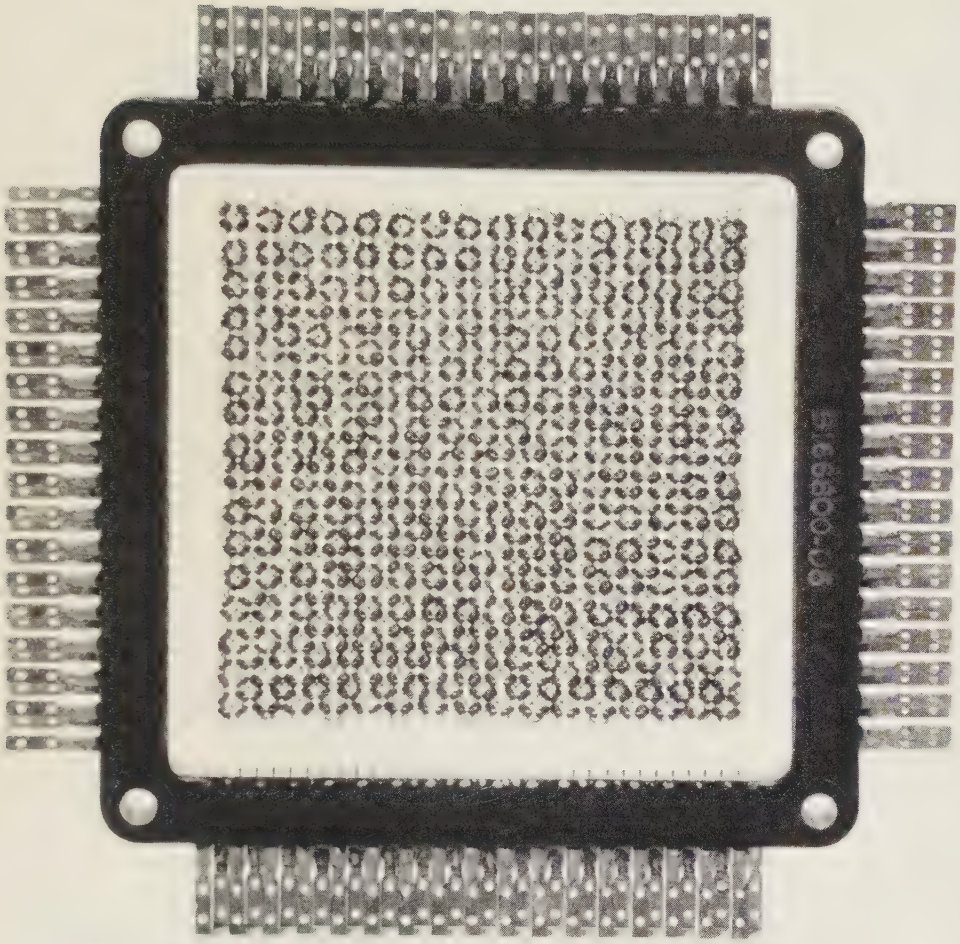


Fig. 14

Pour lire un mot d'adresse donnée, on envoie, dans le fil d'adresse correspondant, une impulsion de courant d'intensité suffisante pour, qu'à elle seule, elle provoque le basculement des anneaux se trouvant dans l'état **1**. Le basculement de ces anneaux induit des signaux de réponse dans les fils de sortie qui les traversent. Ces signaux commandent alors les amplificateurs de lecture auxquels sont raccordés les fils de sortie.

Comme on le voit, dans ce système, la lecture de l'information ne s'effectue pas par coïncidence de courants. Il en résulte que le sélecteur doit comporter une position distincte pour chaque mot. Ce sélecteur est donc plus coûteux que l'ensemble des deux sélecteurs dans le système précédent.

L'avantage du système à sélection directe réside principalement dans le fait qu'il n'y a pas d'addition de parasites dus à des anneaux non sélectés, puisque sur chaque fil de sortie ne se trouve qu'un seul anneau qui reçoit une impulsion de lecture.



Matrice de mémoire à 32 × 32 tores en ferrite

Quelle que soit la capacité de la mémoire, la discrimination entre les signaux de réponse utile et parasite est donc rendue beaucoup plus aisée et il suffit généralement d'utiliser des amplificateurs de lecture comportant un seuil de déclenchement qui soit supérieur au signal parasite wVz maximum.

Ces amplificateurs de lecture peuvent encore être simplifiés davantage, du fait qu'ils reçoivent des signaux utiles ayant toujours la même polarité. Dans le système précédent, le mode d'entrelacement du fil de sortie à travers les anneaux de la matrice avait comme inconvénient de partager les anneaux en deux groupes fournissant des signaux de réponse de polarité opposée.

L'inscription et la réinscription de l'information après lecture s'effectuent toujours par coïncidence de courants. Le procédé utilisé dans ce système consiste à envoyer une impulsion d'inscription $\frac{i}{2}$ dans le fil d'adresse, donc à travers tous les anneaux du mot sélecté, et l'autre impulsion $\frac{i}{2}$ dans les fils verticaux d'inscription correspondant aux anneaux qui doivent être mis dans l'état **1**.

Comme nous l'avons vu, le système de mémoire à sélection directe est caractérisé par le fait que l'état des anneaux n'est jamais perturbé par des courants de demi-lecture.

Cette caractéristique du système offre une nouvelle possibilité d'en améliorer le fonctionnement, à l'aide d'un courant dit de polarisation.

III. 3. *Le courant de polarisation.*

Ce courant de polarisation est un courant continu d'intensité constante, circulant dans un fil qui traverse tous les anneaux de la matrice d'une manière telle que, pour chaque anneau, le courant est dirigé dans le sens de la lecture. Il a pour effet de déplacer dans ce même sens les points de fonctionnement statiques représentant les états **0** et **1**, comme indiqué à la figure 15 (Sur cette figure, la caractéristique de l'anneau est exprimée en fonction des variables : flux Φ et force magnétomotrice i).

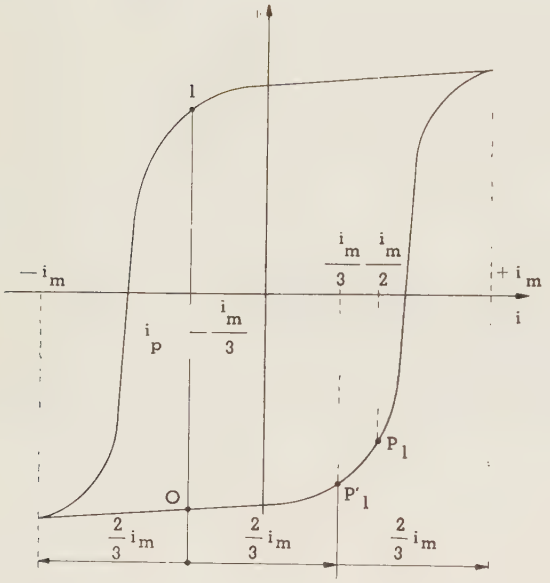


Fig. 15

Généralement, on choisit, pour la valeur de ce courant, le tiers du courant maximum correspondant au sommet du cycle : $i_p = -\frac{1}{3} i_m$.

Pour lire un anneau polarisé par ce courant, l'impulsion de commande doit donc atteindre la valeur de $\frac{2}{3} i_m$.

En ce qui concerne les impulsions d'inscription, leur intensité $\frac{i}{2}$ doit, à présent, être telle que :

$$2\frac{i}{2} + i_p = i_m$$

soit, compte tenu de : $i_p = -\frac{1}{3} i_m$:

$$\frac{i}{2} = \frac{2}{3} i_m .$$

Ainsi donc, une seule impulsion d'inscription fait passer le point de fonctionnement d'un anneau dans l'état **0** au point P'_1 d'abscisse :

$$i_{P'_1} = \frac{2}{3} i_m + i_p = \frac{1}{3} i_m$$

Par contre, en l'absence du courant de polarisation, l'impulsion d'inscription $\frac{i_m}{2}$ fait passer le point de fonctionnement en P_1 d'abscisse $\frac{i_m}{2}$.

Le point P'_1 étant plus éloigné du coude de la caractéristique que le point P_1, les signaux parasites s'en trouvent réduits, et l'on dispose d'une certaine marge de sécurité pour les courants d'inscription.

En résumé, si l'on compare les deux systèmes de mémoire envisagés ici, le système à sélection directe présente l'avantage d'exiger des tolérances moins serrées, aussi bien en ce qui concerne la valeur des courants de commande que les caractéristiques des anneaux dont le coefficient de rectangularité peut être moins élevé.

C'est pourquoi on préfère souvent utiliser ce système de mémoire, malgré le nombre plus important de circuits nécessaires pour la sélection des informations.

Disons, en ce qui concerne le sélecteur d'une matrice de mémoire, qu'il peut être conçu, soit pour assurer l'accès immédiat à toute information, quelle que soit son adresse, soit pour fonctionner de façon cyclique. Dans le cas du sélecteur cyclique, dont un exemple de réalisation sera donné par la suite, les informations mémorisées ne sont accessibles que dans un ordre bien déterminé, correspondant aux positions successives du sélecteur.

IV. LES CIRCUITS LOGIQUES A ANNEAUX MAGNETIQUES

En plus des circuits destinés à la sélection des informations, les systèmes qui doivent traiter ces informations comportent également des ensembles de circuits remplissant diverses fonctions logiques, en vue de réaliser, par exemple, des opérations de comptage, de calcul ou de contrôle.

Ces fonctions logiques peuvent toujours être décomposées en un certain nombre de fonctions élémentaires de l'algèbre binaire [8].

Il est donc intéressant de disposer de circuits standardisés effectuant ces opérations élémentaires. De tels circuits peuvent être constitués d'*anneaux magnétiques associés à des transistors.*

Nous allons considérer ici les trois opérations logiques élémentaires suivantes : la *réunion,* l'*intersection* et l'*inhibition.*

Envisageons d'abord la *réunion* de deux signaux de commande, par exemple. Cette fonction est réalisée au moyen d'un anneau portant deux enroulements tels que chacune des impulsions de commande a ou b qui les traverse respectivement soit capable à elle seule de faire passer l'anneau de l'état **0** à l'état **1**.

Les deux impulsions de commande appliquées simultanément ont un effet identique, le cycle utilisé dans l'anneau étant le cycle majeur.

L'anneau passe donc dans l'état **1** sous l'effet de chacun des signaux de commande, ou de leur action simultanée. Il reste dans l'état **0** si aucun signal de commande ne se présente.

L'état de l'anneau est testé à un instant ultérieur par une impulsion de lecture qui remet l'anneau à zéro et qui engendre, dans un enroulement de sortie, le signal de réponse constituant le résultat de l'opération de réunion, que l'on désigne par la notation r = aVb (fig. 16,a).

Le sens et la valeur de la force magnétomotrice développée par les divers enroulements sont repérés, sur la figure 16,a, par le chiffre 1 ou 0, d'après l'état dans lequel les impulsions font basculer l'anneau.

Pour réaliser l'opération d'*intersection* des deux mêmes signaux a et b, les enroulements de commande correspondants sont tels que l'anneau passe de l'état **0** à l'état **1** lorsque les deux signaux sont appliqués simultanément, mais reste à l'état **0** lorsque chacun de ces signaux agit seul (principe de coïncidence de courants).

Nous repérons, sur la figure 16,b, les enroulements de commande par $\frac{1}{2}$. Le signal de réponse est représenté par r = ab.

Enfin, l'opération d'*inhibition* consiste à empêcher l'action d'un signal a, capable, à lui seul, de mettre l'anneau dans l'état **1**, au moyen d'un signal

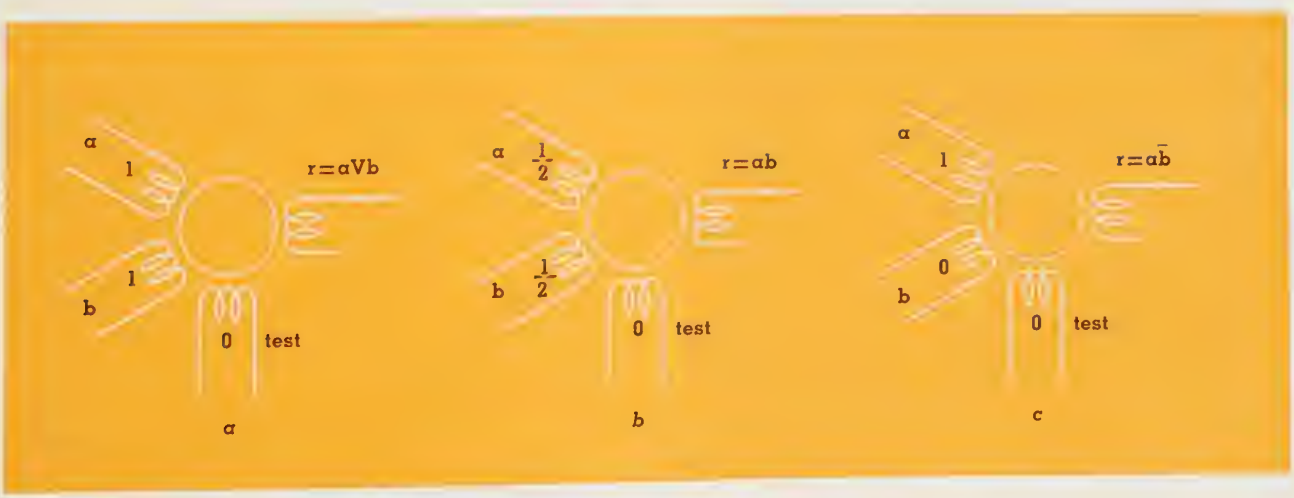


Fig. 16

b, appliqué simultanément dans un enroulement de sens opposé. Cette opération correspond à l'intersection du signal a et du complément binaire de b : $r = a\bar{b}$ (fig. 16,c).

Les signaux de réponse correspondant aux opérations de réunion, d'intersection et d'inhibition sont indiqués dans le tableau récapitulatif ci-après, pour diverses valeurs des signaux de commande a et b.

Signaux de commande		*Signal de réponse*		
a	*b*	*Réunion*	*Intersection*	*Inhibition*
1	0	1	0	1
0	1	1	0	0
1	1	1	1	0
0	0	0	0	0

IV. 1. *Circuit logique simple.*

Pratiquement, l'anneau d'un circuit logique comporte un certain nombre d'enroulements de commande à l'aide desquels il est possible de réaliser, au choix, l'une ou l'autre des trois fonctions élémentaires ou différentes combinaisons de ces fonctions.

Le circuit logique comporte, en plus de l'anneau et de ses enroulements, un transistor raccordé à l'enroulement de sortie en vue d'amplifier les signaux de réponse de l'anneau (fig. 17)[9].

Le transistor est monté en émetteur commun, la base étant connectée à une extrémité de l'enroulement de sortie, et l'émetteur à la masse.

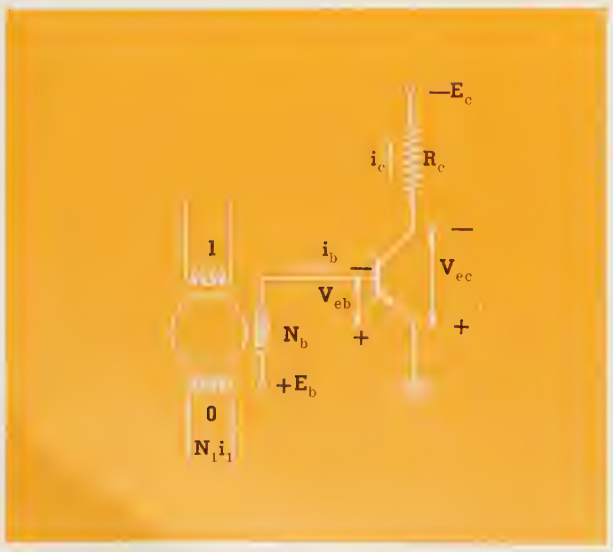


Fig. 17

L'autre extrémité de l'enroulement de sortie est connectée à une tension positive $+E_b$, de sorte qu'à l'état de repos, la jonction base-émetteur du transistor est bloquée (le transistor étant supposé du type p-n-p).

Le collecteur n'est alors parcouru que par un faible courant de fuite que nous pouvons négliger ici.

Le sens de l'enroulement de sortie est tel que lorsque l'anneau passe de l'état **0** à l'état **1**, la tension induite rend la base encore plus positive et bloque le transistor davantage.

Par contre, lorsque l'anneau bascule de l'état **1** à l'état **0**, la tension induite abaisse le potentiel de la base. Tant que ce potentiel reste positif, c'est-à-dire tant que la valeur absolue de la tension aux bornes de l'enroulement de sortie reste inférieure à E_b, cet enroulement est pratiquement en circuit ouvert.

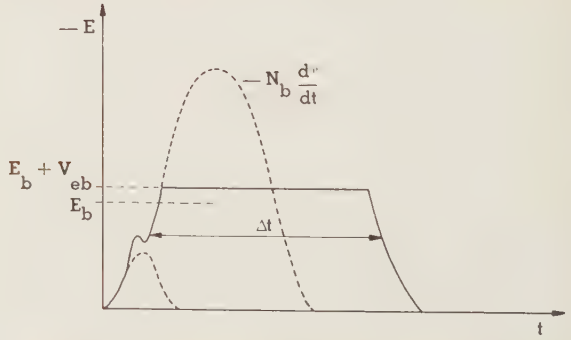


Fig. 18

Pour

$$N_b \left| \frac{d\Phi}{dt} \right| > E_b$$

la jonction base-émetteur devient passante et un courant de base i_b se met à circuler. Aussi longtemps que cette jonction est passante, la tension V_{eb} à ses bornes est faible devant la tension E_b et reste sensiblement constante, de sorte que la tension E aux bornes de l'enroulement de sortie est également maintenue à une valeur constante $-(E_b+V_{eb})$. On a donc, durant cet intervalle de temps :

$$E = N_b \frac{d\Phi}{dt} = -(E_b+V_{eb})$$

Cette relation montre que le flux Φ dans l'anneau varie linéairement en fonction du temps.

La variation totale du flux $\Delta\Phi$ se produisant au cours de l'intervalle de temps où la jonction base-émetteur est passante étant connue, on trouve, pour cet intervalle, que nous assimilerons à la durée du basculement, l'expression :

$$\Delta t = \frac{N_b \, \Delta\Phi}{E_b+V_{eb}}$$

Cette durée est donc d'autant plus élevée que la tension E_b+V_{eb} est plus faible, étant donné que l'aire limitée par la courbe représentant la tension induite en fonction du temps doit rester constante pour un cycle d'hystérésis déterminé (fig. 18).

Remarque : La tension de seuil E_b doit être telle que la valeur de crête du signal parasite qui apparaît lors de la lecture d'un anneau dans l'état **0** lui soit inférieure en valeur absolue.

Examinons maintenant les courants de base i_b et de collecteur i_c du transistor, qui circulent pendant l'intervalle de temps Δt, notamment en vue de se rendre compte dans quelle mesure le courant i_c peut être utilisé pour commander d'autres circuits logiques.

Le courant de base i_b circulant pendant le temps Δt a un sens tel qu'il s'oppose au courant de lecture i_1.

Le champ magnétique résultant, dans l'anneau, vaut par conséquent :

$$H = -\frac{N_1 i_1 - N_b i_b}{l} \qquad (33)$$

et l'on a, en vertu de la relation fondamentale (1) :

$$H + H_o = \frac{1}{f(B)} \frac{\Delta B}{\Delta t} \qquad (34)$$

(le signe + dans le premier membre provient du fait qu'il s'agit d'une lecture et non d'une inscription, $H < o$) .

Connaissant l'induction B en fonction du temps, cette relation permet de déterminer la valeur instantanée du champ résultant H. Remarquons que cette valeur de H ne dépend pas de la force magnétomotrice de commande $N_1 i_1$. Par contre, le courant de base i_b dépend du nombre d'ampères-tours de commande $N_1 i_1$, comme le montre la formule (33). Ce nombre est choisi de telle façon que le courant de base ait, à tout instant, une valeur suffisante pour que le transistor soit saturé, c'est-à-dire que l'on ait :

$$i_b > \frac{I_c}{\alpha'}$$

α' désignant le gain en courant du transistor.

Lorsque cette condition est satisfaite, on sait que la jonction collecteur-base est également passante et que la tension V_{ec} entre émetteur et collecteur tombe à une valeur très faible.

Si l'on désigne par $-E_c$ la tension négative d'alimentation du collecteur, on a :

$$V_{ec} \ll E_c$$

d'où la valeur du courant i_c :

$$i_c = \frac{E_c - V_{ec}}{R_c} \approx \frac{E_c}{R_c}$$

R_c étant la résistance de charge du collecteur.

Le courant i_c ne dépend donc pratiquement pas des caractéristiques du transistor lorsque celui-ci est saturé, et sa valeur peut, par conséquent, être définie avec précision malgré la grande dispersion du gain α' .

IV. 2. *Circuit logique à régénération.*

Pour que ce courant i_c puisse être utilisé pour la commande d'autres circuits logiques, il faut que son intensité ait une valeur adéquate et se maintienne à cette valeur durant un temps suffisamment long.

Si la première de ces conditions peut être satisfaite par un choix approprié de la résistance R_c , par contre, la seconde nécessite le recours à un dispositif de « régénération »[10].

En effet, pour que l'anneau du circuit que nous venons d'examiner bascule complètement, il faut que l'impulsion de courant de lecture ait une durée t_c au moins égale à Δt. Il peut donc arriver qu'en raison de la dispersion des caractéristiques de l'anneau et du transistor, la durée Δt, pendant laquelle le courant i_c se maintient constant dans un circuit logique donné, soit insuffisante pour que l'impulsion de courant i_c ainsi produite puisse faire

basculer complètement l'anneau d'un autre circuit logique.

Afin de supprimer cet inconvénient, il faut rendre le circuit logique *régénératif* au moyen d'un enroulement de rétroaction parcouru par le courant de collecteur dans le sens de la lecture (fig. 19).

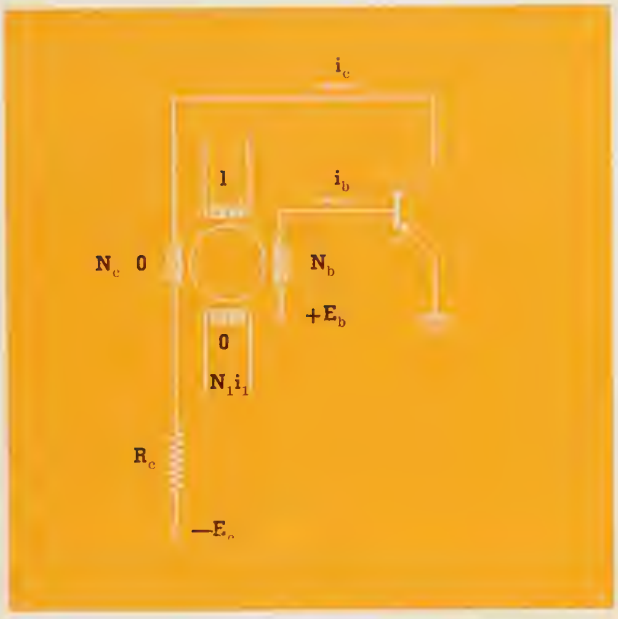


Fig. 19

Grâce à cet enroulement supplémentaire, il suffit, pour provoquer le basculement de l'anneau, d'amorcer simplement ce basculement par une brève impulsion de commande i_1. Dès que le transistor commence à passer, son courant de collecteur contribue à la lecture, et la force magnétomotrice $N_c i_c$, produite par ce courant, est telle qu'elle peut, à elle seule, achever complètement la lecture de l'anneau après la disparition de l'impulsion de commande i_1. De cette façon, il est possible de lire un circuit logique avec des impulsions de commande bien plus brèves que la durée du courant de collecteur (Δt).

Dans un circuit régénératif, le courant de base est donné par :

$$N_b i_{b1} = N_1 i_1 + N_c i_c + Hl$$

pendant la durée de l'impulsion de commande i_1, et par :

$$N_b i_{b2} = N_c i_c + Hl$$

lorsque l'impulsion de commande a disparu.

Dans ces expressions, H désigne la valeur du champ magnétique résultant, déterminée précédemment [voir (34)]. Si nous supposons, pour simplifier, que la vitesse de variation du flux est faible pendant le basculement, le champ H s'écarte peu de $-H_0$ et conserve, par conséquent, une valeur sensiblement constante. Il en est donc de même pour les courants i_{b1} et i_{b2}, à condition que le courant de collecteur reste également constant pendant la durée Δt (fig. 20).

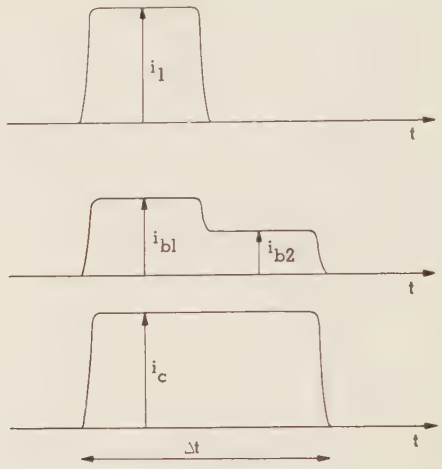


Fig. 20

Pour que le transistor reste saturé lorsque l'impulsion de commande a disparu, c'est-à-dire pour que le courant de collecteur conserve la même amplitude malgré la diminution du courant de base, il faut que l'on ait :

$$i_{b2} > \frac{i_c}{\alpha},$$

avec

$$i_c = \frac{E_c - V_{ec} - (E_b + V_{eb})\frac{N_c}{N_b}}{R_c}$$

ou, en négligeant la tension V_{ec} ainsi que la tension induite dans l'enroulement de collecteur, $(E_b + V_{eb})\frac{N_c}{N_b}$:

$$i_c \approx \frac{E_c}{R_c}$$

Ce nouveau circuit ne répond pas encore à toutes les exigences. En effet, il est souvent utile de pouvoir supprimer une inscription dans un circuit logique, au moyen d'une lecture, sans déclen-

cher le transistor par cette lecture. Si, pour atteindre ce but, on plaçait simplement, en série avec le collecteur du transistor, un circuit-porte empêchant le passage du courant i_c lors de l'opération en question, l'absence de la régénération pourrait rendre impossible le basculement complet de l'anneau au moyen d'une impulsion de courant fournie par un autre circuit logique ($\Delta t < t_c$).

C'est pourquoi on utilise des circuits logiques comprenant deux anneaux (fig. 21). Le second anneau porte un enroulement de polarisation N_p, parcouru par un courant permanent i_p qui sature cet anneau dans le sens de l'inscription.

Les enroulements de base et de collecteur entourent les deux anneaux dans le même sens que précédemment, tandis que, seul, le premier anneau porte les enroulements de commande pour la lecture et l'inscription.

Examinons le fonctionnement d'un tel circuit.

Supposons qu'une impulsion de lecture lui soit appliquée, amorçant le basculement de l'anneau I.

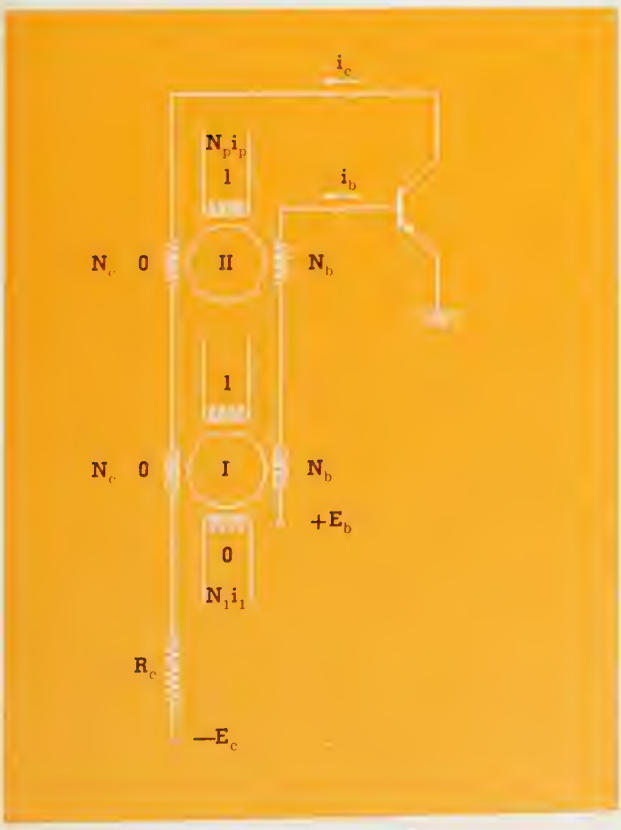


Fig. 21

Pendant ce basculement, la force magnétomotrice résultante, dans l'anneau II, vaut :

$$N_p i_p + N_b i_{b1} - N_c i_c$$

tant que dure le signal de commande i_1, et

$$N_p i_p + N_b i_{b2} - N_c i_c$$

lorsque ce signal a disparu.

Le terme constant $N_p i_p$, figurant dans ces expressions, est choisi de telle façon que la force magnétomotrice résultante, dans le second anneau, soit insuffisante pour le faire basculer également, c'est-à-dire que l'on ait :

$$N_p i_p + N_b i_{b2} - N_c i_c > -\frac{H_0}{1}$$

Après l'intervalle de temps Δt nécessaire au basculement du premier anneau, le courant de base du transistor décroît en-dessous de i_{b2}, tandis que le courant de collecteur i_c conserve la même valeur, le transistor restant saturé.

Pour une certaine valeur i_{b3} du courant de base, on dépasse le seuil $-H_0$ pour le second anneau dont le basculement débute à cet instant.

Pendant le basculement du second anneau, la valeur du courant de base est donnée par :

$$N_b i_{b3} = N_c i_c - N_p i_p + Hl$$

Le transistor restant toujours saturé, le courant de collecteur conserve la même valeur (fig. 22). Sa durée totale vaut donc $2\Delta t$ puisque les deux anneaux passent successivement de l'état **1** à l'état **0**.

Lorsque le courant de collecteur disparaît, le second anneau est remis dans l'état **1** par le courant de polarisation.

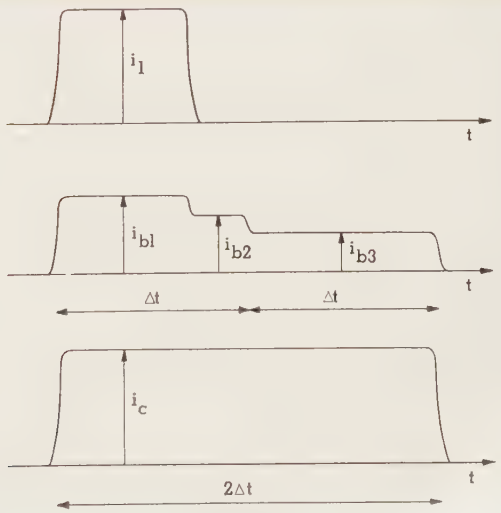


Fig. 22

La durée $2\Delta t$, pendant laquelle le courant i_c se maintient constant, permet à l'impulsion de courant, produite par ce nouveau circuit, d'opérer le basculement complet de l'anneau I d'un autre circuit du même type, mais dans lequel on aurait coupé le circuit de régénération ($2\Delta t > t_c$).

Un circuit logique de ce type, destiné aux applications où une grande vitesse de fonctionnement n'est pas indispensable, peut être réalisé au moyen d'anneaux 6E1 et d'un transistor OC77 qui est capable de fournir des impulsions de courant de collecteur de 200 mA.

Avec une tension E_b égale à 2 V, on peut obtenir des impulsions de courant i_c d'une durée de 20 μs.

Cette durée peut être augmentée et atteindre par exemple 40 μs, si l'on ajoute des anneaux supplémentaires connectés de la même façon que l'anneau II du circuit décrit précédemment.

On utilise également des circuits spéciaux ne comportant pas d'anneau supplémentaire et donnant des impulsions plus courtes, de l'ordre de 10 μs.

IV. 3. *Exemples d'applications.*

Voyons à présent quelques exemples d'application des circuits logiques.

Généralement, les systèmes dans lesquels ces circuits sont utilisés comportent un *générateur central* (horloge) qui engendre des impulsions dont la fréquence définit le rythme fondamental du système.

Les impulsions du générateur central sont destinées à déclencher, directement ou indirectement, le fonctionnement des circuits logiques.

La durée de la phase active de ce fonctionnement étant de 20 μs, la fréquence de rythme fondamental doit nécessairement être inférieure à 50 KHz afin d'éviter le chevauchement des opérations successives.

Bien souvent, les impulsions du générateur sont aiguillées au moyen de circuits logiques sur différentes voies, de manière à former des trains d'impulsions entrelacées $t_1 t_2 \ldots t_n$ (fig. 23).

Fig. 23

Voici comment on obtient ces trains d'impulsions :

Le générateur central comporte un oscillateur O émettant des impulsions à la fréquence définissant le rythme fondamental, et un compteur à circuits logiques. Ce compteur est constitué par un certain nombre d'étages montés en série, autant d'étages qu'il y a de trains d'impulsions entrelacées à émettre (fig. 24).

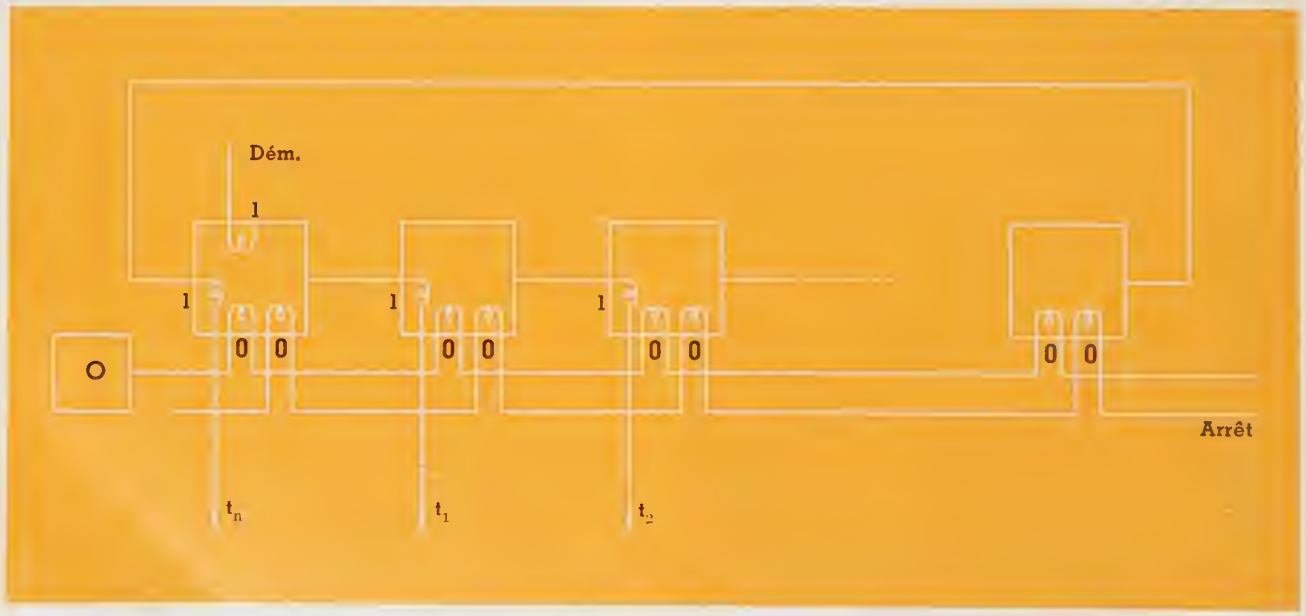


Fig. 24

La sortie de chaque étage du compteur est raccordée à la voie correspondante ($t_1 t_2 \ldots t_n$) par l'intermédiaire de l'enroulement d'inscription de l'étage suivant. Le dernier étage étant raccordé par l'intermédiaire de l'enroulement d'inscription du premier, le compteur forme ainsi une boucle fermée. Quant aux enroulements de lecture des étages, ils sont mis en série et sont commandés simultanément par les impulsions de l'oscillateur. La durée de ces impulsions est de 10 μs, tandis que les circuits logiques fournissent des impulsions de 20 μs de largeur.

A l'état de repos, tous les circuits logiques du compteur se trouvent dans l'état **0**.

Pour démarrer les trains d'impulsions, il suffit de mettre le premier étage dans l'état **1** à l'aide d'un enroulement prévu à cet effet. La première impulsion de l'oscillateur, qui suit la mise dans l'état **1** du premier étage, fait déclencher celui-ci, et l'impulsion de sortie ainsi engendrée vient s'ajouter dans le deuxième étage à l'impulsion de l'oscillateur. Comme ces deux impulsions circulent en sens opposé, leur effet est annulé tant qu'elles sont présentes simultanément.

Mais, dès que cesse l'impulsion de 10 μs émise par l'oscillateur, le deuxième étage est mis dans l'état **1** par la fin de l'impulsion de sortie du premier, dont la durée totale est de 20 μs. Lorsque cette impulsion est terminée, le premier étage se trouve donc dans l'état **0**, et le second dans l'état **1**.

Le compteur progresse ainsi d'un pas à chaque impulsion de l'oscillateur.

Grâce à l'amplification de courant au collecteur du transistor d'un circuit logique, chaque étage du compteur est capable de commander plusieurs autres circuits distribués, le long de la voie correspondante, dans les différentes parties du système où s'effectuent, par exemple, les opérations de calcul ou de contrôle.

Pour arrêter le compteur, il suffit d'envoyer, dans chaque étage, une impulsion de lecture de 40 μs par exemple. Cette impulsion déclenche l'étage du compteur qui se trouve dans l'état **1**, mais empêche l'inscription dans l'étage suivant.

Un montage analogue au compteur que nous venons de décrire peut être utilisé comme *registre* destiné à mémoriser une information comprenant plusieurs bits, et à la restituer sous forme séquentielle.

Dans ce cas, le compteur comporte autant d'étages qu'il y a de bits à mémoriser, la valeur du bit de chaque rang étant représentée par l'état **1** ou **0** de l'étage correspondant.

Les impulsions de lecture appliquées au registre décalent l'information pas à pas. Les différents bits arrivent ainsi successivement au dernier étage dont la sortie restitue l'information sous la forme d'un train d'impulsions.

Le compteur cyclique à circuits logiques peut également servir de *sélecteur* pour la commande des matrices de mémoire. Il suffit pour cela d'envoyer le courant de sortie de chaque étage du compteur dans un fil de sélection de la matrice.

Afin de réduire le nombre de circuits logiques nécessaires pour constituer un sélecteur, on utilise de préférence deux compteurs cycliques distincts.

Le principe de fonctionnement d'un tel sélecteur est le suivant.

La sortie de chaque étage d'un premier compteur cyclique A est raccordée à un circuit-porte constitué par un transformateur et un transistor (fig. 25).

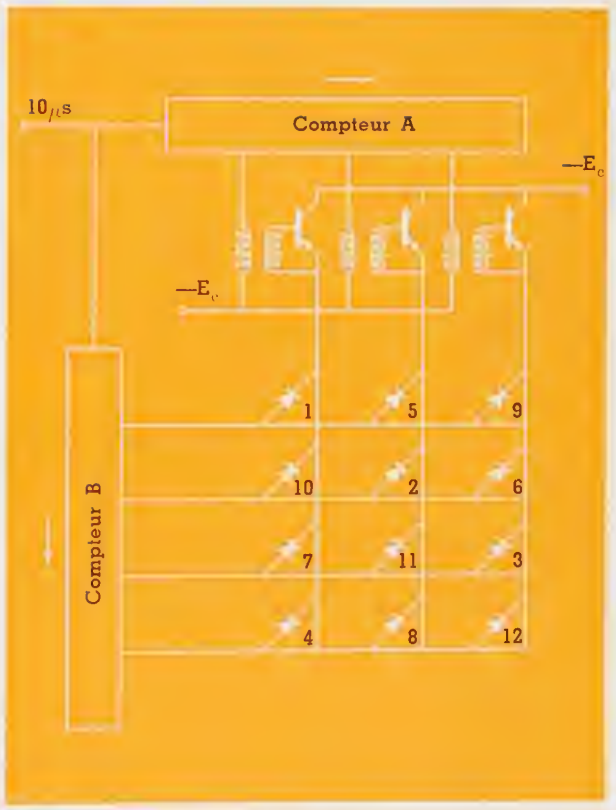


Fig. 25

Les collecteurs des transistors de ces circuits-portes sont connectés ensemble à la tension d'alimentation $-E_c$.

Chaque émetteur de circuit-porte est relié à la sortie de chaque étage du second compteur cyclique B par l'intermédiaire d'une matrice de diodes. Le nombre de diodes est, par conséquent, égal au produit des nombres d'étages des deux compteurs.

Dans chacun des deux compteurs, un seul circuit logique se trouve dans l'état **1**. Des impulsions de commande de 10 μs, appliquées simultanément aux deux compteurs, font avancer ceux-ci pas à pas, en synchronisme.

A chaque pas du premier compteur, le circuit-porte, associé à l'étage qui déclenche dans ce compteur, devient passant pendant la durée de l'impulsion de sortie.

Au même instant, un étage du second compteur déclenche également, et son impulsion de sortie est aiguillée par une diode vers le circuit-porte qui est passant.

Des impulsions de courant traversent donc successivement les diodes dans l'ordre indiqué à la figure 25. Pour que toutes les diodes soient utilisées, les nombres d'étages des deux compteurs doivent être premiers entre eux.

Pour constituer à l'aide de ce montage un sélecteur cyclique d'une matrice de mémoire, il suffit de connecter chaque fil de sélection de la matrice en série avec une diode.

Le nombre de positions distinctes d'un tel sélecteur est égal au produit des nombres de circuits logiques constituant chacun des deux compteurs, tandis que, dans un sélecteur constitué par un seul compteur, il doit y avoir autant de circuits logiques que de positions.

CONCLUSION

Nous conclurons en faisant ressortir quelques avantages importants des anneaux en ferrite par rapport aux dispositifs de mémoire « actifs » comprenant des relais, des tubes électroniques ou des transistors, montés en basculeurs.

Le maintien de ces anneaux dans l'un de leurs états stables n'exige aucune consommation d'énergie.

Ils permettent la construction de matrices de mémoire de grande capacité, peu encombrantes, et dont le fonctionnement présente une sécurité très élevée si des précautions suffisantes sont prises pour éviter les réponses parasites.

Grâce à la faible durée de basculement des anneaux en ferrite, les systèmes utilisant ces anneaux peuvent être d'un fonctionnement rapide.

Enfin, les circuits logiques élémentaires constitués d'anneaux en ferrite associés aux transistors présentent une grande souplesse d'utilisation. Ils peuvent être employés aussi bien pour la commande des matrices de mémoire que pour la constitution d'ensembles logiques complets destinés au traitement des informations digitales.

BIBLIOGRAPHIE

[1] L. Neel — *Propriétés magnétiques des ferrites : Ferrimagnétisme et Antiferromagnétisme,* Ann. de Phys., 3, 137-198 (1948).

[2] Chen and A. Papoulis — *Terminal Properties of Magnetic Cores,* Proc. Inst. Rad. Eng., May 1958.

[3] P.A. Neeteson — *Analysis of Ferrite Core Switching for Practical Applications,* Electronic Applications (1959-60), vol. 20, n° 4.

[4] R. Betts and G. Bishop — *Ferrite Toroid Core Circuit Analysis,* I.R.E., Trans. on Electronic Computers, vol. EC-10, March 1961.

[5] A.J. Meyerhoff — *Digital Applications of Magnetic Devices,* J. Wiley N.Y., (1960).

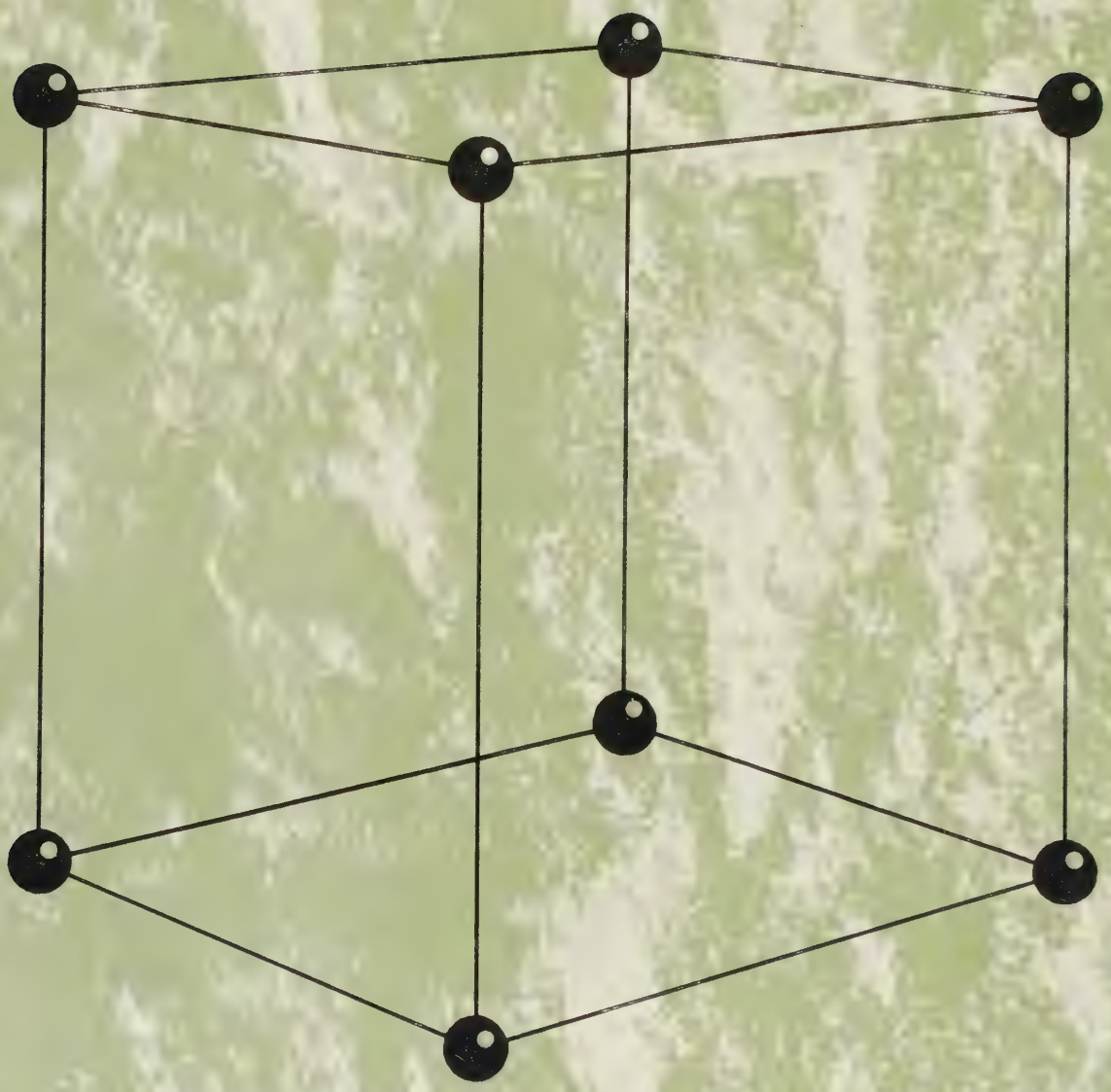
[6] J.A. Rajchman — *Computer Memories,* Proc. Inst. Rad. Eng., January 1961.

[7] H.J. Heijn et N.C. de Troye — *Une méthode de lecture rapide de mémoires à tores magnétiques,* Rev. Tech. Philips, vol. 20, n° 7, (1958-1959).

[8] P. Naslin — *Principes des Calculatrices numériques automatiques,* Monographies Dunod (1958).

[9] G.H. Perry, G.R. Hoffman and E.W. Shallow — *A new and simple Type of Digital Circuit Technique using Junction Transitors and Magnetic* Cores, Proc. Inst. Elec. Eng. — Part B — Convention on Digital-Computer Techniques, April 1956.

[10] G.R. Hoffman and M.A. Maclean — *Quiescent Core-Transistor Counters,* Proc. Inst. Elec Eng. — Part B — Convention on Digital-Computer Techniques, April 1956.



$$Fe \longrightarrow Fe^{++} + 2e$$

J. DE RUDDER,
Ingénieur technicien des Industries Chimiques (I.M.C.)
Chef du Département Electrodéposition de la s/a M.B.L.E

Quelques aspects de la technique de l'électrodéposition

(2e partie)

SOMMAIRE

Dans cette seconde note, l'auteur illustre tout d'abord les conclusions théoriques concernant l'électrolyse (répartition du dépôt), formulées dans la première note, par quelques exemples pratiques.

A propos de la réalisation d'une couche uniforme, il rappelle la définition de certains paramètres caractéristiques couramment utilisés en électrodéposition et en précise les limites d'emploi.

Les buts de l'électrodéposition sont ensuite passés en revue en insistant plus spécialement sur la protection contre la corrosion.
A cette occasion, l'auteur décrit sommairement les phénomènes intervenant dans la corrosion galvanique.

Il passe alors à l'examen des rôles joués, dans l'adhérence de la couche déposée, par la nature et l'état de surface des objets à recouvrir.

En conclusion, un ensemble d'exigences pratiques qu'un galvanochimiste pose au constructeur est résumé en dix points essentiels.

Quelques exemples d'application de l'électrodéposition au traitement de pièces de l'industrie électronique terminent la note.

C.D.U. : 621.357.7

DANS UNE PREMIERE NOTE (*), QUE NOUS DESIGNERONS DANS LA SUITE PAR NOTE I, NOUS AVONS TRAITE DU PROBLEME DE L'ELECTROLYSE PROPREMENT DITE, C'EST-A-DIRE DES PHENOMENES DONT DEPEND LA REPARTITION DU METAL DEPOSE SUR L'ELECTRODE (CATHODE).

AVANT DE PASSER A L'EXPOSE DES PHENOMENES QUI CONDITIONNENT LA STRUCTURE MEME DU DEPOT, NOUS VOUDRIONS COMPLETER LES CONCLUSIONS THEORIQUES OBTENUES PRECEDEMMENT PAR QUELQUES CONSIDERATIONS PRATIQUES.

II. REALISATION DE DEPOTS UNIFORMES

II. 1. *Géométrie des pièces à traiter.*

Le rôle joué par la géométrie des pièces à traiter est illustré par les figures 16, 17, 18 et 19. Ces figures montrent que les défauts de répartition du métal déposé, qui apparaissent en pratique, sont bien ceux que prévoit la théorie de l'électrolyse (répartition du courant).

Angle dièdre saillant (fig. 16).

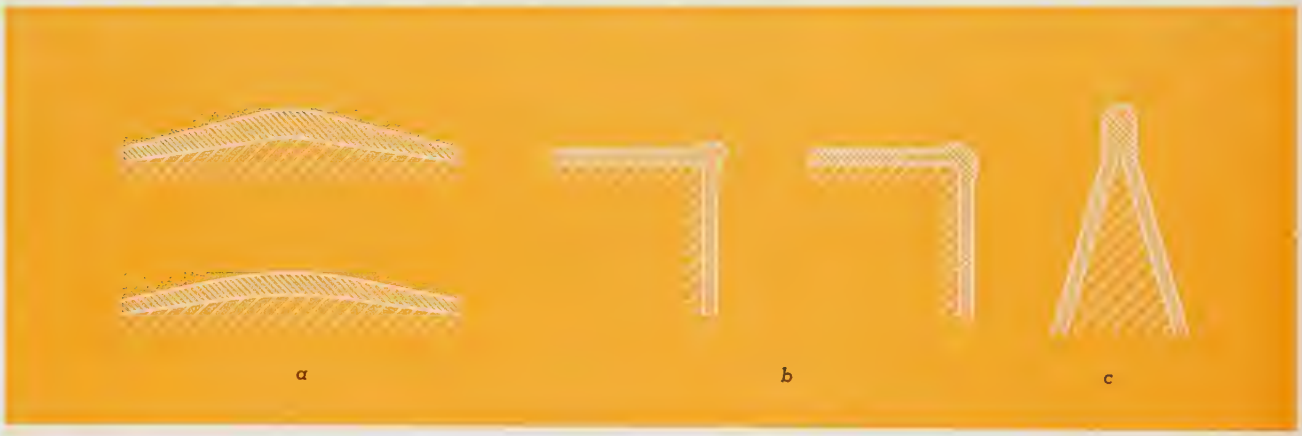


Fig. 16 (P. Godeaux[11])

a) *Angle très obtus :* légère surépaisseur sur l'arête.

b) *Angle voisin de 90° :* la surépaisseur sur l'arête peut être considérable ; dans le cas de métaux durs, cette zone est toujours fragile.

c) *Angle très aigu :* la surépaisseur devient prohibitive.

(*) J. De Rudder — Quelques aspects de la technique de l'électrodéposition (1re partie), Revue M.B.L.E, IV, 1 (avril 1961), pp. 48-63.

Angle dièdre rentrant (fig. 17).

Fig. 17 (P. Godeaux[1])

a) *Angle très obtus :* la répartition est satisfaisante à condition d'arrondir légèrement l'arête.

b) *Angle voisin de 90° :* l'arête ne reçoit aucun dépôt ; obligation de donner un arrondi important ; l'épaisseur reste cependant faible.

c) *Angle très aigu :* le dépôt est inexistant non seulement à l'arête mais aussi sur les parties de surface qui lui sont proches ; même avec un arrondi important, cette forme est à proscrire.

Filet et écrou (fig. 18).

Les sommets et les fonds de filets conduisent, après l'électrodéposition, à une forme des pièces qui s'écarte d'autant plus du profil initial que l'angle du filet est plus petit.

S'il s'agit d'une boulonnerie n'exigeant pas une grande précision, il suffit de prévoir un certain jeu à l'usinage, jeu qui est repris par l'épaisseur du dépôt.

Lorsque la précision est primordiale, la seule solution est d'augmenter légèrement l'angle du filet et d'arrondir autant que possible les sommets et les fonds de filets. Le filet est amené à la tolérance exigée par rectification du dépôt.

Fig. 18 (P. Morisset[2])

Trou borgne (fig. 19).

Bien souvent, la présence de trous borgnes dans une pièce à recouvrir constitue un cas difficile.

En général, la profondeur du trou est grande par rapport à son diamètre et l'utilisation d'anodes spéciales n'est pas toujours possible.

Aussi, dans de telles circonstances, est-il plus économique de recourir à des procédés autres que l'électrodéposition.

Fig. 19 (P. Godeaux[11])

Ces quelques exemples montrent clairement à quel point il est nécessaire d'éviter les formes géométriques complexes ou présentant des discontinuités importantes.

Lorsque la géométrie des pièces à traiter ne répond pas à ces exigences, le galvanochimiste se trouve dans l'obligation d'adopter l'une des trois solutions suivantes :

— réaliser un outillage coûteux pour assurer une répartition convenable du courant (écran, électrodes auxiliaires) ;
— augmenter l'épaisseur moyenne du dépôt dans le but d'obtenir une épaisseur suffisante dans les creux ;
— renoncer à traiter les parties de pièces où le dépôt ne peut s'effectuer avec les garanties suffisantes.

II. 2. *Pouvoir de répartition.*

Nous avons vu, dans la note I, que la géométrie n'est pas le seul facteur déterminant la répartition du métal déposé.

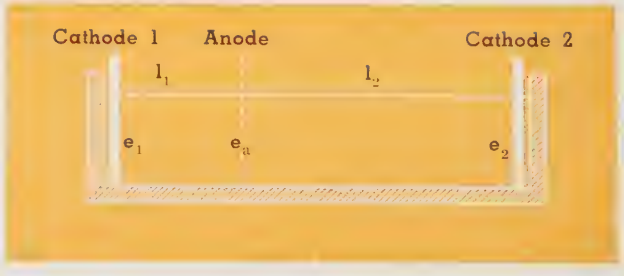
En effet, celle-ci dépend également de certains facteurs électrochimiques qui conditionnent, d'une part, la répartition réelle du courant (répartition secondaire) et, d'autre part, le rendement cathodique.

Le galvanochimiste a donc été amené à classer les différents bains, couramment employés, selon leur plus ou moins grande aptitude à uniformiser la répartition du métal déposé. Une méthode simple devait donc être recherchée en vue d'exprimer par un nombre la modification apportée par le bain à la répartition du métal par rapport à la répartition primaire du courant.

On comprend aisément que ce but ne pouvait être atteint qu'en faisant choix, d'une part, de conditions expérimentales bien déterminées et, d'autre part, d'une formule reliant les résultats des mesures au paramètre caractéristique cherché.

Voici la méthode utilisant la cellule de Haring et Blum.

Cette cellule est constituée par une cuve parallélipipédique, de dimensions données, remplie de l'électrolyte à étudier (fig. 20).



Cellule de Haring (R. Rousselot[31])

Fig. 20.

A chaque extrémité de la cuve se trouve une cathode, les deux cathodes 1 et 2 étant reliées entre elles. Une anode commune, en toile métallique, est placée entre les cathodes.

Initialement, le paramètre caractéristique, auquel on a donné le nom de *pouvoir de répartition*, avait pour expression :

$$\pi_r = 100 \frac{K - M}{K} \qquad (15)$$

où l'on a posé :

$K = \frac{l_2}{l_1}$, l_1 et l_2 étant respectivement les distances séparant les cathodes 1 et 2 de l'anode commune ($l_1 < l_2$) ;

$M = \frac{m_1}{m_2}$, m_1 et m_2 étant les poids ou les épaisseurs de métal déposé sur les cathodes 1 et 2.

(La cellule de Haring et Blum étant parallélipipédique, on a : $\frac{J_1}{J_2} = K$, J_1 et J_2 étant respectivement les densités de courant primaire aux cathodes 1 et 2).

Cependant, comme les valeurs fournies par la formule (15) rendaient malaisée la comparaison des divers bains, cette formule fut remplacée par la suivante :

$$\pi_r = 100 \frac{K - M}{K + M - 2} \qquad (16)$$

qui donne des valeurs comprises entre — 100 % et + 100 %.

En effet, pour :

$\frac{m_1}{m_2} = \infty$, aggravation maximum, $\pi_r = -100$ %

$\frac{m_1}{m_2} = K$, modification nulle, $\pi_r = 0$

$\frac{m_1}{m_2} = 1$, amélioration maximum, $\pi_r = 100$ %

En prenant K = 5, on peut classer, d'après la formule (16), les bains en quatre groupes :

I	— 100 % à 0 %	chrome.
II	0 % à 25 %	la plupart des bains acides (nickel, cuivre, plomb, étain, zinc).
III	25 % à 50 %	la plupart des bains alcalins (laiton, cuivre, argent, zinc, cadmium).
IV	au-dessus de 50 %	bains au stannate.

Il est bien entendu que la formule (16) ne fournit que des repères conventionnels quant à l'aptitude d'un bain à uniformiser la répartition du métal déposé. Elle ne caractérise nullement les propriétés intrinsèques de l'électrolyte utilisé. Il est donc de loin préférable, lors de la comparaison de différents bains, de se référer à leurs caractéristiques fondamentales (conductivité, courbe de polarisation, courbe de rendement cathodique) qui, seules, permettent de prévoir ou d'interpréter la répartition du dépôt métallique.

Voici à titre d'exemple les résultats obtenus par Gardam[4].

Une hémisphère de 2" de diamètre est placée dans un bain électrolytique. Si l'on désigne par J_e et J_i les densités de courant primaire au zénith de l'hémisphère, respectivement sur les faces extérieure et intérieure, le rapport $\frac{J_e}{J_i}$ vaut, d'après J.H. Jeans, au moins 15,6. Quant au rapport des épaisseurs m_e et m_i du métal déposé aux mêmes endroits, il est donné dans le tableau II où sont consignés les résultats obtenus pour divers bains et différentes valeurs de la densité moyenne de courant. La déposition est effectuée, dans chaque cas, de façon à obtenir une épaisseur moyenne de 25 μ.

TABLEAU II

Electrolyte	*Densité moyenne de courant (A/dm²)*	*Rapport des épaisseurs* $(\frac{m_e}{m_i})$	*Epaisseur* m_i
Sulfate de cuivre	0,15	6,65	6,3 μ
	1,5	11	4 μ
Nickel (Watt)	0,05	2,7	12,7 μ
	0,15	3,6	8,6 μ
	0,75	6,5	5,8 μ
	1,5	7,7	4,8 μ
(agité)	1,5	8,3	4 μ
Chrome	20	27	0,89 μ
Cyanure de cuivre	0,75	1,59	25 μ

Les conclusions que l'on peut tirer de l'examen de ce tableau sont en parfait accord avec les prévisions de la théorie de l'électrolyse exposée dans la note I.

Ces conclusions sont les suivantes :

Lorsque la densité moyenne de courant et, par suite, les densités locales de courant augmentent, le rapport $\frac{m_e}{m_i}$ croît.

Ceci s'explique par le fait que la pente de la courbe de polarisation diminue avec l'augmentation de la densité de courant et que, par conséquent, la répartition secondaire tend à se rapprocher de la répartition primaire. Par contre, la diminution du rendement cathodique avec l'augmentation de la densité de courant tend à rendre le dépôt plus uniforme que ne le prévoit la distribution de la densité de courant. A ce point de vue, parmi les bains figurant dans le tableau, le chrome fait exception. Pour cet électrolyte, le rendement cathodique augmente avec la densité de courant, ce qui a pour effet d'accentuer la non-uniformité du dépôt.

Remarquons, enfin, qu'à même densité de courant (bain Watt de nickelage, densité de courant : 0,15 A/dm²), l'agitation du bain provoque l'augmentation du rapport $\frac{m_e}{m_i}$, par suite de la réduction de la valeur absolue de la polarisation et, par conséquent, de son action régulatrice.

II. 3. *Seuil de déposition et pouvoir couvrant.*

Les notions de *seuil de déposition* et de *pouvoir couvrant* ont été introduites par les galvanochimistes pour caractériser les phénomènes qui se déroulent, *au début* de l'électrolyse, aux endroits de la cathode où la densité de courant est faible. A ces endroits, deux phénomènes, notamment, peuvent se produire :

— Le métal ne se dépose pas, bien qu'il y ait passage de courant (phénomènes secondaires).

— Le métal se dépose par îlots.

On appelle *seuil de déposition*, la densité de courant minimum pour laquelle le dépôt commence à se former.

Le *pouvoir couvrant* est défini comme étant la densité de courant minimum pour laquelle il n'y a plus formation d'îlots.

Il est évident que le seuil de déposition et le pouvoir couvrant dépendent non seulement du bain utilisé mais aussi de la nature et de l'état de surface du métal de base.

Deux cas sont à distinguer selon que la différence de potentiel (en valeur absolue) à l'interface solution-métal de base est plus petite ou plus grande que celle existant à l'interface solution-métal déposé.

Il est aisé de voir, par un raisonnement analogue à celui du paragraphe I.6 (note I), que, dans le premier cas, le dépôt a tendance à se former sur

le métal de base plutôt que sur les îlots déjà existants, ce qui a pour effet d'uniformiser la couche déposée. Par contre, dans le deuxième cas, c'est l'inverse qui se produit et le dépôt n'est pas uniforme. Pour remédier à cet inconvénient, on majore parfois, au début de l'électrolyse, la densité moyenne de courant.

Remarquons que si la surface du métal de base n'est pas homogène, la déposition du métal peut être favorisée en certains endroits de cette surface et entravée en d'autres.

Disons, enfin, que la présence d'oxydes ou de graisses, indépendamment de leur incidence sur l'adhérence du dépôt, dont nous parlerons plus loin, exerce également une influence considérable sur la distribution du métal au début de l'électrolyse.

Le pouvoir de répartition (pouvoir de pénétration pour certains auteurs), le seuil de déposition et le pouvoir couvrant sont des paramètres couramment utilisés en galvanoplastie.

Toutefois, beaucoup d'auteurs considèrent que ces paramètres ne peuvent fournir que des données purement indicatives et qu'un grand travail reste à faire pour arriver à une meilleure caractérisation des bains d'électrolyse.

III. BUTS DE L'ELECTRODEPOSITION [5]

A l'heure actuelle, la technique de l'électrodéposition permet d'effectuer le dépôt d'environ 25 métaux et alliages.

Le choix du métal ou de l'alliage est évidemment conditionné par les propriétés que l'on désire conférer à l'objet à recouvrir.

Passons rapidement en revue les différents buts atteints par l'électrodéposition.

III. 1. *Amélioration de l'aspect.*

Disons simplement ici que cette application de l'électrodéposition intéresse surtout la fausse bijouterie, l'orfèvrerie, la quincaillerie et l'industrie automobile ; ajoutons que cette amélioration de l'aspect présuppose un état de surface parfait, obtenu par des opérations de prétraitement appropriées (mécaniques, chimiques ou électrochimiques).

III. 2. *Modification de la dureté.*

La dureté de la couche électrolytique dépend, d'une part, de la nature du métal ou de l'alliage déposé (métaux mous : plomb, étain ; métaux durs : chrome) et, d'autre part, des techniques de déposition utilisées (composition du bain, densité de courant).

L'expérience montre que la dureté obtenue est bien reproductible pour autant que l'on garde les mêmes conditions de travail ; aussi, cette dureté peut-elle être prédéterminée avec une bonne précision.

Voici, à titre d'exemple, des valeurs de dureté présentées par quelques revêtements électrolytiques.

Argent : selon la densité de courant, la dureté est comprise entre 60 et 190 VPN (*) ; de plus, déposé en couche d'épaisseur suffisante et sous la dureté de 120 VPN, le revêtement résiste parfaitement aux chocs répétés.

Nickel : selon la composition du bain et la densité de courant, la dureté peut varier de 180 à 1.000 VPN.

Chrome : 600 à 1.200 VPN.

(*) La dureté en VPN (Vickers pyramid number) s'exprime par la formule :

$$VPN = \frac{1{,}854}{d^2} W \text{ kg/mm}^2$$

W est la charge, en kgr,
d, la moyenne des diagonales, en mm.
L'outil d'indentation est un diamant pyramidal de 136° d'angle.

Rhodium : la dureté peut atteindre 800 VPN bien qu'à l'état coulé, le rhodium ne présente qu'une dureté de 100 VPN.

Palladium : 160 VPN.

Alliage Etain-Nickel (65/35) : 710 VPN

Alliage Etain-Cuivre (12,5/87,5): 300 VPN
(28/72) : 450 »
(42/58) : 520 »
(48/52) : 400 »
(68/32) : 130 »
(86/14) : 50 »

Signalons, enfin, que le revêtement obtenu par oxydation anodique de l'aluminium présente une dureté de 300 à 600 VPN.

III. 3. *Amélioration des caractéristiques électriques superficielles.*

Grâce à l'électrodéposition, les propriétés électriques des métaux, tels que l'or, l'argent, le platine, le rhodium, le nickel, sont largement mises à profit pour améliorer les caractéristiques électriques superficielles d'un bon nombre de pièces utilisées en électronique.

Ces métaux sont déposés, soit en raison de leur grande conductivité électrique, soit, également, pour obtenir une résistance élevée à l'usure. C'est, notamment, le cas des alliages or-cobalt et du rhodium.

Signalons ici que l'oxydation anodique de l'aluminium permet d'isoler ce métal électriquement ; les tensions de claquage varient selon l'épaisseur et peuvent atteindre 1500 volts.

III. 4. *Soudabilité.*

Le dépôt de métaux, tels que l'étain, le plomb, le cuivre, l'étain-plomb, l'étain-cuivre et l'argent, améliore la soudabilité des pièces recouvertes et facilite ainsi leur assemblage.

III. 5. *Obtention de dépôts épais. - Electroformage.*

Dans les applications, que nous venons de considérer, l'épaisseur du dépôt est relativement faible. Cependant, certains métaux, tels que le plomb, le cuivre, le nickel, l'argent et le chrome, peuvent être déposés, à l'aide de techniques particulières, sous des épaisseurs, bien plus grandes, pouvant atteindre le centimètre.

De tels dépôts sont utilisés dans l'industrie pour la réparation des pièces mécaniques usées, par exemple des pièces de moteurs, de certains cylindres de laminoirs, de coussinets, ou encore pour le traitement de cylindres d'imprimerie, des calibres (chrome dur), etc...

Les dépôts épais ont également donné naissance à l'industrie de l'électroformage.

L'électroformage consiste à reproduire, en métal, une forme exécutée en un matériau quelconque. Cette technique permet de réaliser des moules de formes complexes dont l'obtention, au moyen des techniques habituelles, serait trop coûteuse voire impossible.

L'électroformage est utilisé, notamment, dans l'industrie du disque, où la matrice constitue la copie en négatif d'un enregistrement effectué sur une matière molle (cire, plastique). Après avoir recouvert l'enregistrement d'une très fine pellicule d'argent soit par voie chimique soit par voie électrique (dispersion cathodique), une couche massive de nickel est déposée électrolytiquement sur cette pellicule. L'original et la copie sont alors séparés et la copie est employée comme matrice pour presser les disques.

III. 6. *Protection contre la corrosion.*

Même si un dépôt est effectué dans un des buts énumérés ci-dessus, il lui est toujours demandé accessoirement de protéger le métal de base contre la corrosion. Cette protection constitue même, bien souvent, la seule raison d'être d'un revêtement.

Les phénomènes de corrosion sont très complexes et leur analyse détaillée sortirait du cadre de cette note.

Nous dirons cependant quelques mots de la corrosion galvanique qui se produit lorsque deux métaux, exposés à l'action du milieu ambiant, se trouvent en contact.

Considérons, à titre d'exemple, le cas où une lame de zinc et une lame de cuivre plongent dans une même solution diluée d'acide sulfurique.

Nous avons vu, dans la note I (Théorie de NERNST), que des ions de zinc et des ions de cuivre passent en solution et qu'à l'équilibre, chacune des lames prend, par rapport à la solution, un certain potentiel électrique que nous désignons, ici, respectivement par $E_{Zn\ Zn^{++}}$ et $E_{Cu\ Cu^{++}}$ (tensions d'électrode).

Rappelons que cet équilibre électrochimique est de nature statistique : un même nombre d'ions passe du métal vers la solution que de la solution vers le métal.

Dès que, pour une cause quelconque, la différence de potentiel $V_e - V_s$ (V_e : potentiel de l'électrode, V_s : potentiel de la solution) s'écarte de la valeur E_e (E_e : tension d'électrode) un transfert net d'ions prend naissance.

Si $V_e - V_s < E_e$, des ions passent de la solution au métal ;

Si $V_e - V_s > E_e$, des ions passent du métal à la solution.

Pour un sens donné de transfert, le taux spécifique de ce dernier (taux par unité de surface de l'électrode) est fonction de la valeur absolue de la différence : $(V_e - V_s) - E_e$.

Si l'on désigne cette différence par δE, $\delta E = (V_e - V_s) - E_e$, les conditions pour qu'un transfert d'ions puisse s'opérer dans un sens déterminé et à un taux spécifique excédant une valeur donnée (à laquelle correspond une valeur définie de δE) s'écrivent comme suit :

$$V_e - V_s < E_e + \delta E \text{ (transfert d'ions de la solution vers le métal, } \delta E < O) \qquad (17)$$

$$V_e - V_s > E_e + \delta E \text{ (transfert d'ions du métal vers la solution, } \delta E > O) \qquad (18)$$

Revenons maintenant aux lames métalliques et admettons qu'au voisinage immédiat de la lame de zinc, la solution d'acide sulfurique contienne, sous faible concentration, des ions Zn^{++}. Soit $c_{Zn^{++}}$ cette concentration. La tension d'électrode $E_{Zn/Zn^{++}}$ est alors donnée par la formule (1,a) de la note I, que nous transcrivons ici sous la forme (en supposant $T = 298°K$) :

$$E_{Zn\ Zn^{++}} = E_{o_{Zn\ Zn^{++}}} + \frac{0{,}059}{2} \log_{10} c_{Zn^{++}}$$

La valeur de $E_{o_{Zn\ Zn^{++}}}$, par rapport à l'électrode normale à hydrogène est égale à $-0{,}76$ volt.

Pour des concentrations $c_{Zn^{++}}$ de l'ordre de quelques centièmes, $E_{Zn/Zn^{++}}$ vaut environ $-0{,}8$ volt.

La solution d'acide sulfurique prend donc, par rapport à la lame de zinc, un potentiel de $+0{,}8$ volt. Si des ions d'hydrogène, se trouvant dans la solution, pouvaient capter des électrons du zinc pour former des atomes d'hydrogène (dégagement gazeux), ils provoqueraient une rupture d'équilibre électrochimique à l'interface zinc-solution et de nouveaux ions zinc passeraient en solution.

Mais, le dégagement gazeux, considéré comme une électrode à hydrogène, prend, par rapport à la solution, un certain potentiel E_H, fonction de la concentration de cette solution en ions H^+.

De plus, l'expérience montre que la formation d'atomes d'hydrogène, à la surface d'un métal, nécessite une certaine surtension, $\delta E_{H,M}$, qui dépend de la nature M du métal et du taux spécifique de la formation d'atomes d'hydrogène. Pour le zinc, par exemple, cette surtension atteint rapidement $-0{,}7$ volt dès que le taux spécifique prend des valeurs appréciables.

Il est aisé de montrer que, sous la seule action de la tension $E_{Zn/Zn^{++}}$, de telles valeurs ne peuvent pas être atteintes si la tension E_H devient inférieure à $-0{,}1$ volt (solutions diluées), car la condition (17) :

$$V_H - V_s < E_H + \delta E_{H,Zn}$$

n'est plus satisfaite.

En effet, pour $E_H = -0{,}1$ volt, on a :

$$V_H - V_s = V_{Zn} - V_s = E_{Zn/Zn^{++}} = -0{,}8 \text{ volt}$$

et

$$E_H + \delta E_{H,Zn} = -0{,}1 - 0{,}7 = -0{,}8 \text{ volt}$$

Par conséquent, pour $E_H < -0{,}1$ volt,

$$V_H - V_s > E_H + \delta E_{H,Zn}$$

L'attaque de la lame de zinc, par une solution diluée d'acide sulfurique, ne peut donc être que très lente.

Elle est pratiquement inexistante pour la lame de cuivre qui est plus électropositif que l'hydrogène ($E_{o_{Cu/Cu^{++}}} = +0{,}34$ volt).

Pour le cuivre, $\delta E_{H,Cu}$ est voisin de $-0{,}2$ volt lorsque le taux spécifique de formation d'atomes d'hydrogène devient appréciable.

Si l'on admet qu'en raison des ions Cu^{++} supposés présents dans la solution, au voisinage de la lame de cuivre, la tension d'électrode $E_{Cu/Cu^{++}}$ est environ + 0,32 volt, on trouve :

$$V_{II} - V_s = E_{Cu/Cu^{++}} = + 0{,}32 \text{ volt}$$

$$E_H + \delta E_{H.Cu} = - 0{,}1 - 0{,}2 = - 0{,}3 \text{ volt}$$

La condition (17) n'est évidemment pas satisfaite. Théoriquement, elle ne peut l'être que si, au voisinage de la lame de cuivre, la concentration $c_{Cu^{++}}$ de la solution en ions Cu^{++} est extrêmement faible, auquel cas la tension d'électrode $E_{Cu/Cu^{++}}$ pourrait, en principe, d'après la formule de NERNST, descendre en dessous de — 0,3 volt.

Relions maintenant les deux électrodes par un conducteur extérieur.

La différence de potentiel $V_{Cu} - V_s$ devient alors égale à la différence de potentiel $V_{Zn} - V_s = - 0{,}8$ volt (en négligeant toutes les chutes ohmiques). Cette valeur étant inférieure à $E_H + \delta E_{H,Cu} = - 0{,}3$ volt, un dégagement intense d'hydrogène se forme à la lame de cuivre. L'excès d'ions SO^{4--}, apparaissant au voisinage de la lame de zinc, par suite du départ des ions H^+ vers la lame de cuivre, est neutralisé par les ions Zn^{++} qui passent de la lame de zinc à la solution. Quant aux électrons laissés en excès dans cette lame, ils gagnent, par l'intermédiaire du conducteur extérieur, la lame de cuivre, qu'ils abandonnent ensuite pour participer à la formation d'atomes d'hydrogène (ou plutôt à la précipitation, sur la lame de cuivre, d'ions Cu^{++} éventuellement présents dans la solution, au voisinage de la lame).

A l'état de régime, le nombre des ions H^+, neutralisés à la cathode en cuivre, est exactement le double de celui des ions SO_4^{--}, neutralisés à l'anode en zinc. Or, la mobilité des ions H^+ est environ cinq fois plus grande que celle des ions SO_4^{--}. Si, néanmoins, malgré cette grande différence des mobilités, l'état de régime est atteint, c'est qu'un gradient de concentration en ions H^+ et ions SO_4^{--} s'établit dans la solution. La concentration est plus élevée à la cathode qu'à l'anode. De ce fait, par suite de la diffusion, le déplacement des ions, sous l'action du champ électrique qui règne dans la solution (champ négligé plus haut), est ralenti pour les ions H^+ et accéléré pour les ions SO_4^{--}. L'état de régime peut ainsi s'établir.

Remarque : Dans l'exemple que nous venons de traiter, le zinc et le cuivre ont été supposés, implicitement, chimiquement purs. Ce n'est qu'à cette condition que l'attaque, par une solution diluée d'acide sulfurique, d'une lame de zinc, isolée électriquement, est très lente. Il n'en est pas de même lorsque cette lame contient des inclusions d'un matériau plus électropositif que le zinc, par exemple du graphite. En effet, il se forme alors des courants électriques locaux et le zinc est attaqué à l'intervention des phénomènes de corrosion galvanique.

Le cas particulier de corrosion galvanique, que nous avons considéré, nous a permis de faire une analyse sommaire de ce phénomène. Nous pouvons en dégager la conclusion générale suivante :

Lorsque deux métaux différents, reliés électriquement, se trouvent en contact avec une solution aqueuse, le métal le plus électropositif (le plus noble) est protégé de la corrosion aux dépens du métal le moins noble.

Dans la note I, nous avons donné, dans le tableau I, les valeurs de la tension normale des métaux purs (série électrochimique). Comme nous l'avons dit, les chiffres, figurant dans ce tableau, ne sont valables que s'il s'agit de métaux purs présentant une surface de contact électrode-solution parfaitement saine.

Dans la pratique, il en est tout autrement car les surfaces sont altérées par les produits de corrosion et, de plus, les métaux contiennent des impuretés introduites délibérément ou non. On a donc été amené à reconsidérer, du point de vue pratique, les tensions d'électrode et à mesurer la tension d'électrode d'un métal non plus par rapport à la solution normale d'un de ses sels mais par rapport à l'eau de mer.

Les tensions ainsi mesurées (par rapport à l'électrode au calomel saturé) sont données dans le tableau III(*). Elles constituent la série galvanique, ainsi appelée par opposition à la série électrochimique obtenue dans des conditions idéales de mesure au laboratoire. Les chiffres du tableau III n'ont qu'une valeur indicative et, ce qu'il faut surtout en retenir, c'est la position relative des métaux et des alliages les uns par rapport aux autres.

(*) Ce tableau est extrait de *The Radio Industry Council* (specification N° RIC/1000/B - N° 1 - July, 1950).

TABLEAU III

Série galvanique des métaux et alliages (tensions exprimées en volts)

Magnésium et ses alliages	— 1,60
Zinc et ses alliages :	
Alliage de zinc coulé, B.S.1004	— 1,10
Dépôt de zinc sur acier, D.T.D. 903	— 1,10
Dépôt de zinc sur acier, passivation chromique, D.T.D.923	— 1,05
Acier galvanisé, B.S.729	— 1,05
Dépôt d'alliage étain-zinc (80/20) sur acier	— 1,05
Cadmium et ses alliages :	
Soudure cadmium-zinc, D.T.D. 221	— 1,05
Dépôt de cadmium sur acier, D.T.D.904	— 0,80
Aluminium et ses alliages :	
Alliage aluminium coulé, B.S./L5	— 0,90
Alliage aluminium coulé, D.T.D. 424	— 0,80
Alliage aluminium coulé, B.S. L33, D.T.D.133	— 0,75
Alliage aluminium forgé recouvert d'alliage aluminium, D.T.D.687	— 0,90
Aluminium forgé, B.S./L4, L16, L17, L34, T9	— 0,75
Aluminium forgé recouvert d'alliages aluminium, B.S./L38, L47, D.T.D.390, 546, 610	— 0,75
Alliages aluminium forgé autres que duralumin	— 0,75
Alliages duralumin des types : B.S./L1, L3, L39, 395, 396, T4, D.T.D.364, 464, 603, 646	— 0,60
Fers et aciers :	
Acier, B.S./S2, S6	— 0,75
Fonte grise, B.S./S3, T1, T45	— 0,70
Acier inoxydable, 12 % chrome, sous forme active, B.S.61, 62, 85, D.T.D.161, 203	— 0,45
Acier inoxydable, riche en chrome, sous forme active, B.S./S80, D.T.D.60, 146, 185	— 0,35
Acier austénitique, D.T.D.166, 171, 176, 189, 207, 211	— 0,20
Plomb et ses alliages :	
Plomb	— 0,55
Soudure plomb-argent (2,5 % Ag)	— 0,50
Etain et ses alliages :	
Soudures étain-plomb, B.S.219, degrés A et B	— 0,50
Acier étamé B.S./S20	— 0,50
Dépôt d'étain sur acier, D.T.D. 924	— 0,45
Chrome :	
Dépôt de chrome sur acier (0,0005")	— 0,50
Dépôt de chrome sur acier nickelé (0,00003")	— 0,45
Chrome massif (99 %)	— 0,45
Cuivre et ses alliages :	
Laiton, B.S.265	— 0,30
Laiton, B.S.249	— 0,25
Cuivre, B.S.899 ; beryllium-cuivre, T.C.M.CuBe 250 ; laitons, B.S.250, D.T.D.283 ; bronzes, B.S.407, D.T.D.412 ; nickel-argent, B.S.790 ; cupronickel, (70/30)	— 0,20
Nickel et ses alliages :	
Alliage à 45 % de nickel, D.T.D. 237, sous forme passive	— 0,25
Monel, D.T.D.10 ; monel X	— 0,15
Dépôt de nickel sur acier B.S. 1224, Ni 85	— 0,15
Argent et ses alliages :	
Soudure argent, B.S.206, degré C	— 0,20
Argent ; dépôt d'argent sur cuivre	0,00
Rhodium :	
Dépôt de rhodium sur cuivre argenté	+ 0,05
Graphite	+ 0,15
Titane	+ 0,15
Platine	+ 0,15
Or	+ 0,15

Signalons que, sous l'effet des agents oxydants, l'état de surface des alliages riches en nickel ou en chrome peut passer de la forme active à la forme passive ; les potentiels correspondant à ces deux formes ne sont pas les mêmes.

Les considérations, développées plus haut au sujet de la corrosion galvanique, montrent, qu'en pratique, cette corrosion peut être considérablement réduite si l'on observe les règles de construction suivantes :

1°) Utiliser des matériaux aussi proches que possible les uns des autres dans la série galvanique.

2°) Avoir recours à des combinaisons dans lesquelles la surface que présente le matériau le plus noble est beaucoup plus faible que celle du matériau le moins noble (augmentation relative de $\delta E_{H,M}$). Ainsi, à titre d'exemple, la corrosion des tôles d'acier au voisinage des rivets en cuivre est beaucoup plus faible que celle des rivets en acier dans des tôles de cuivre.

3°) Isoler électriquement les métaux de nature différente. Si nécessaire, utiliser, aux joints, des matériaux tels que : peinture, plastique (exempt de chlore et de soufre) ou caoutchouc de manière à augmenter la résistance électrique du circuit.

4°) Veiller, lorsque des peintures protectrices sont appliquées sur des ensembles, à recouvrir aussi bien le métal le moins noble que le métal le plus noble, sans laisser ce dernier à nu (on évite ainsi une corrosion possible aux endroits où le recouvrement du métal le moins noble présenterait des discontinuités).

5°) Eviter, dans les assemblages par filets, l'emploi, pour les pièces mâles et femelles, de métaux fort éloignés les uns des autres dans la série galvanique (les filets se détériorent rapidement). Si la nature des métaux est imposée, utiliser de préférence la brasure qui donne les meilleurs résultats, notamment celle dont le potentiel se situe entre ceux des deux métaux considérés.

Avant de terminer ce bref aperçu sur la corrosion galvanique, précisons, qu'au point de vue de la protection des métaux contre l'action des agents extérieurs, il y a lieu de distinguer les deux procédés suivants :

1. *Protection par effet cathodique.*

C'est le cas où le métal de la couche protectrice est moins noble que le métal de base. La présence de discontinuités dans le revêtement ne compromet pas la protection du métal de base car c'est le revêtement qui est attaqué par les infiltrations pénétrant dans les discontinuités.

2. *Protection par la formation d'une barrière entre le métal de base et les agents extérieurs.*

Ici, c'est le métal de la couche protectrice qui est plus noble que le métal de base. Dès lors, la présence de discontinuités dans le revêtement devient dangereuse car, cette fois, c'est le métal de base qui est attaqué par les infiltrations (pare-chocs rouillés sous la pellicule de nickel).

C'est pourquoi, bien souvent, il est fait usage d'une deuxième couche protectrice appropriée, destinée à masquer d'éventuelles discontinuités dans la couche sous-jacente.

IV. REALISATION DE DEPOTS ADHERENTS ET CONTINUS

Après avoir déterminé les conditions de réalisation d'un dépôt uniforme, choisi le métal à déposer en fonction des caractéristiques superficielles à conférer au métal de base, le galvanochimiste doit encore, pour atteindre son but, réaliser un dépôt parfaitement adhérent et exempt de toute discontinuité (nous n'insisterons pas ici sur les méthodes de mesure de l'adhérence ; signalons que celles-ci sont brièvement décrites dans la référence [6].

L'adhérence du dépôt est due aux forces d'attraction qui s'exercent entre les atomes du métal de base et les atomes du revêtement métallique. Ces forces d'attraction dépendent principalement de l'état et de la structure cristalline de la couche superficielle du métal de base. Cette couche peut, en effet, présenter les défauts suivants :

1. Imperfections résultant du mode même d'élaboration du métal de base (porosité, soufflures, inclusions, ségrégations).
2. Altérations provoquées par l'usinage :
   a) Altérations macroscopiques (coups, griffes, lignes d'usinage).
   b) Altérations microscopiques (fluage, distorsions réticulaires, tensions internes).
3. Structure cristalline différente de celle du métal déposé.

Examinons plus en détail le rôle joué par ces différents défauts.

IV. 1. *Imperfections dues au mode d'élaboration du métal.*

Ces imperfections appartiennent à la catégorie des défauts qu'aucun prétraitement ne peut éliminer de la surface du métal à recouvrir.

Par conséquent, le seul moyen de se garantir contre les risques d'une adhérence précaire du revêtement est de n'utiliser, comme matériaux de base, que des métaux parfaitement sains.

IV. 2. *Altérations résultant de l'usinage.*

IV. 2.1 **Altérations macroscopiques.**

Les imperfections macroscopiques résultant de l'usinage consistent en des irrégularités géométriques de la surface du métal et affectent surtout la continuité du dépôt plutôt que son adhérence proprement dite.

Un tournage trop brutal, provoquant de nombreux arrachements, donne naissance à des globules ou à des pores, qui rendent la surface rugueuse.

Du point de vue de la corrosion par exemple, une telle surface exige une couche protectrice plus épaisse qu'une surface lisse parce que, d'une part, le polissage du dépôt métallique réduit l'épaisseur de ce dernier aux endroits des arêtes des rugosités et que, d'autre part, un dépôt sur une surface rugueuse est toujours poreux.

De plus, si la profondeur des sillons est exagérée, leur nettoyage est difficile. Il peut alors se créer, entre deux crêtes, lors de l'électrodéposition, un pont recouvrant des oxydes ou des matières grasses. En ces endroits, l'adhérence du dépôt est faible et la résistance de celui-ci à l'action des agents extérieurs est considérablement diminuée.

A titre d'exemple, citons des essais effectués sur une série de plaquettes en tôle d'acier doux laminé à froid [1].

Avant l'électrodéposition d'une couche de nickel brillant de 12 microns d'épaisseur, ces plaquettes ont été soumises aux prétraitements suivants :

1e série : sablage au corindon, grain 80.

2e série : polissage à sec à la bande abrasive, grain 120.

3e série : sablage humide au corindon, grain 400.

4e série : polissage à sec à la bande abrasive, grain 320.

5e série : polissage électrolytique après polissage mécanique à grain 320.

Après l'électrodéposition, ces plaquettes sont restées pendant un mois en atmosphère industrielle. Au bout de ce laps de temps, on a constaté que :

— les plaquettes des deux premières séries étaient corrodées sur plus de 50 % de leur surface ;

— les plaquettes de la 3e série n'étaient attaquées que sur 25 % de leur surface ;

— les plaquettes de la 4e série ne présentaient que quelques piqûres ;

— les plaquettes de la 5e série étaient intactes.

Des essais similaires, conduits avec des plaquettes recouvertes d'une couche de nickel brillant de 25 microns, ont donné lieu, après un temps d'exposition plus long, à des observations analogues.

IV. 2. 2 — **Altérations microscopiques.**

Au cours de l'usinage qui donne à une pièce la forme désirée, l'édifice cristallin subit de profondes modifications.

1. *Usinage par déformation plastique.*

Cet usinage confère au métal une structure fibreuse. Les cristaux de la surface subissent un certain écrouissage et acquièrent des propriétés directionnelles.

2. *Usinage par enlèvement de matière.*

a) Dans le cas de l'usinage à l'outil, le copeau est séparé du métal de base par un effet de coupe. La séparation du métal et du copeau provoque des déformations plastiques et perturbe plus ou moins profondément, suivant les caractéristiques de la coupe, le substratum de la nouvelle surface. Le métal est écroui, plus dur et possède des propriétés différentes.

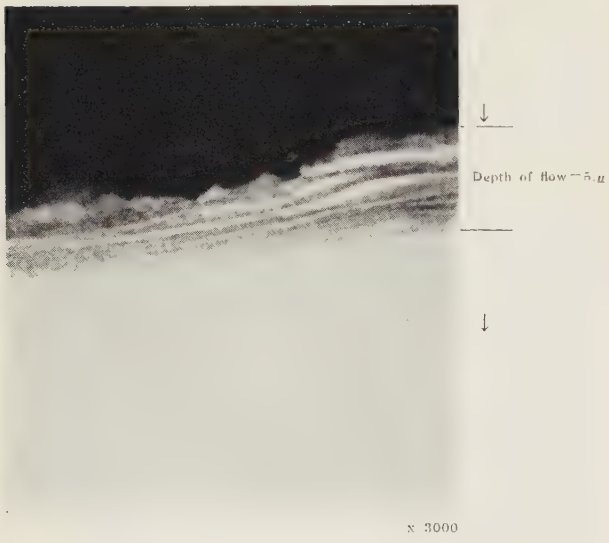
b) L'enlèvement de matière par abrasion, rectification, polissage au papier, au tampon ou à la bande abrasive procède également du mécanisme de coupe, chaque particule abrasive produisant de petits copeaux. Ce mode de coupe perturbe également le substratum de la surface formée.

Si l'on examine la structure de la matière dans un plan perpendiculaire à la surface d'un métal usiné par enlèvement de matière, on observe, en partant de la surface (fig. 21).

1° une couche mince dépourvue de tout caractère cristallin, comparable à un fluide très visqueux ; cette couche, appelée couche de Beilby, peut atteindre des épaisseurs de 20 Å ;

2° une couche altérée chimiquement, notamment sous l'effet de l'échauffement (présence d'oxydes, décarburation), d'une épaisseur de 50 à 70 Å ;

3° une couche déformée plastiquement, d'une épaisseur de 5 μ.



Stratification dans la couche superficielle perturbée par l'usinage (A.T. Steer[7])

Fig. 21.

Les atomes de la couche superficielle, ayant subi, au cours de l'usinage, d'importantes sollicitations, se trouvent écartés de leurs positions d'équilibre initiales. L'expérience montre que les tensions internes, qui en résultent, exercent une influence néfaste sur l'adhérence du dépôt électrolytique. Ajoutons que les tensions internes peuvent également être causées par la présence d'impuretés, par traitement thermique, etc...

Ces considérations nous montrent à quel point il est essentiel de veiller à ce que l'usinage n'altère pas trop profondément les surfaces de base. Dans le cas contraire, de multiples prétraitements sont nécessaires et il peut même arriver, lorsque l'usinage a été particulièrement brutal, que toute électrodéposition devienne impossible à réaliser avec une garantie suffisante.

IV. 3. *Rôle de la structure cristalline de la surface de base.*

Nous venons d'insister sur l'importance qu'il y a, du point de vue de l'adhérence du dépôt électrolytique, de débarrasser la surface de base des couches superficielles perturbées.

Cependant, même si la surface de base est rendue tout-à-fait saine et lisse, il n'en résulte pas nécessairement, qu'en la recouvrant, par électrodéposition, d'une couche métallique, on obtienne un revêtement parfaitement adhérent quelle que soit la nature du métal déposé. En effet, une différence possible entre les structures cristallines du métal de base et du métal déposé peut jouer un rôle important.

Rappelons qu'une surface métallique se présente généralement sous la forme d'une mosaïque de cristaux dont la nature et l'orientation du réseau peuvent varier d'un grain à l'autre.

Les systèmes dans lesquels cristallisent les principaux métaux utilisés en électrodéposition sont :

— Cubique centré (fer α).

— Cubique à faces centrées (fer γ, cuivre, aluminium, argent, or, platine, nickel, plomb).

— Hexagonal compact (magnésium, zinc, cadmium, titane).

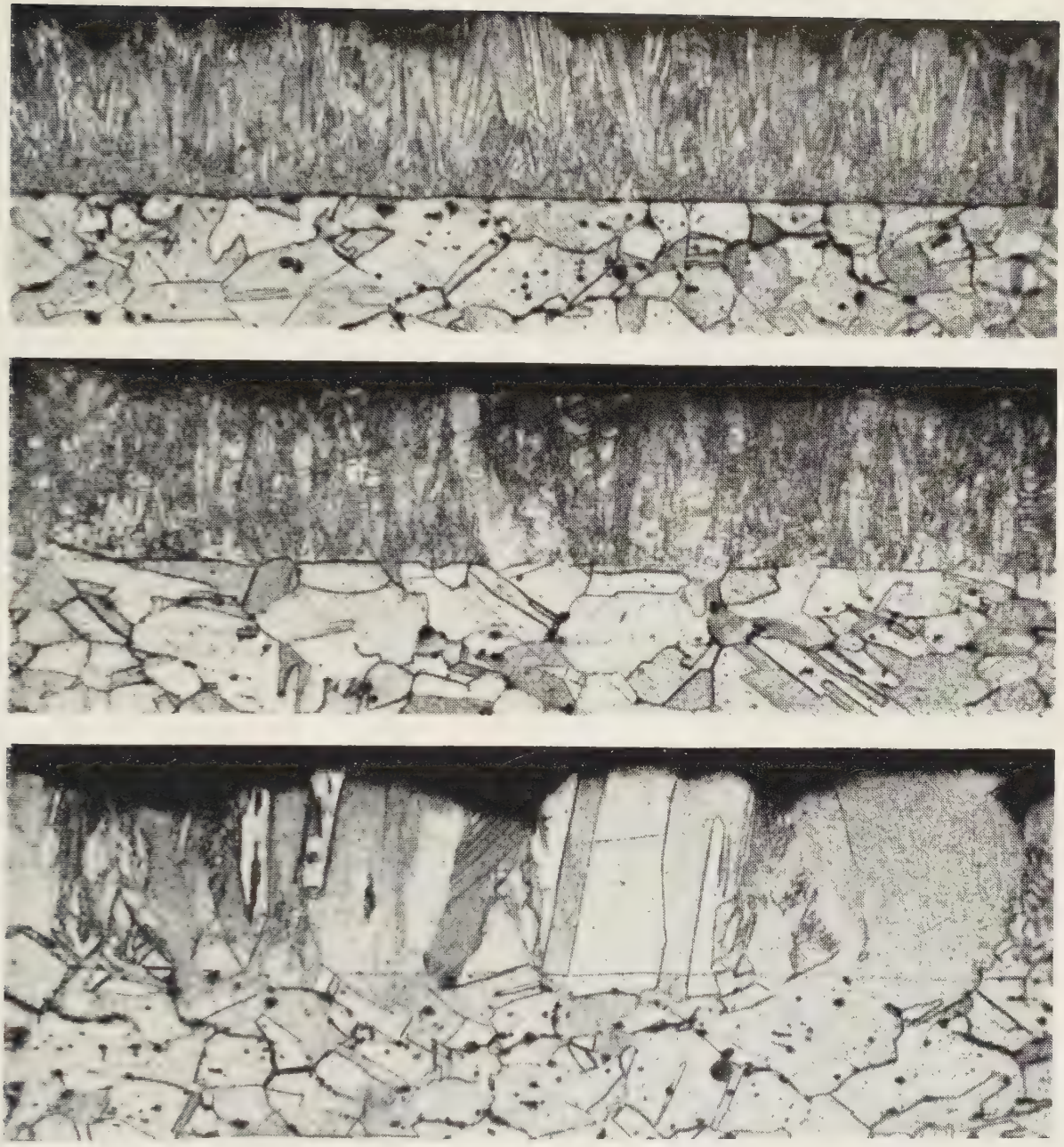
Nous n'insisterons pas ici sur les facteurs physicochimiques et électrochimiques qui conditionnent la formation du dépôt ; nous examinerons uniquement l'incidence que peut avoir la structure du métal de base sur la croissance des grains du métal déposé.

Le problème ne se pose pas de la même manière suivant que le métal déposé diffère ou non du métal de base.

— Lorsque le métal déposé est de même nature que le métal de base (même système cristallin, même paramètre du réseau), par exemple un dépôt de cuivre sur une cathode en cuivre, le dépôt peut avoir une structure propre différente de celle de la cathode si celle-ci n'a subi qu'un simple dégraissage, même électrolytique (fig. 22,a).

  Mais, si, au préalable, on a procédé à un décapage acide, les coupes micrographiques révèlent que les cristaux du dépôt continuent ceux du métal de base (fig. 22,b et 22,c).

  Cela démontre que, pour obtenir, dans le cas considéré, une bonne continuité, il est nécessaire d'attaquer convenablement et profondément le métal de base afin d'éliminer complè-



Microstructure de la couche de cuivre déposée sur une cathode ayant subi, avant l'électrodéposition, les traitements suivants :

a) aucun décapage,
b) décapage léger,
c) décapage profond.

Fig. 22 (A.W. HOTHERSALL[8])

tement la couche superficielle altérée par l'usinage ou le polissage.

— Lorsque le métal déposé n'est pas de même nature que le métal de base, une zone de transition se forme au voisinage immédiat de la surface de ce dernier. La structure de cette zone est fortement influencée par celle du métal de base.

Selon FINCH, un degré élevé d'adhérence ne peut être obtenu que s'il y a continuité entre les structures cristallines de la zone de transition et du métal de base. La possibilité de cette continuité est subordonnée, d'une part, comme précédemment, à un décapage convenable de la surface à recouvrir et, d'autre part, à la valeur de l'écart entre les paramètres des réseaux cristallins du métal de base et du métal déposé.

D'après FINCH, si cet écart excède 15 %, le regroupement des atomes du métal déposé, pour donner naissance à des cristaux de même forme et de même orientation que ceux du métal de base, n'est plus possible et l'adhérence du dépôt, réalisé dans ces conditions, est faible.

Cependant, on observe, dans la pratique, plusieurs cas où cette dernière conclusion est mise en défaut ; des dépôts de zinc sur fer, de nickel sur fer, de cuivre sur argent présentent une très bonne adhérence bien que la différence entre les paramètres des réseaux cristallins des deux métaux en présence dépasse 15 %.

Ces constatations ont conduit certains auteurs [5] à émettre l'hypothèse selon laquelle, à l'interface métal de base-métal déposé, il y a formation d'un alliage, le paramètre du réseau cristallin de cet alliage étant intermédiaire entre ceux du métal de base et du métal déposé.

Lorsque l'épaisseur du dépôt métallique s'accroît, la structure de ce dernier subit généralement une modification, le métal déposé ayant tendance à reprendre sa structure propre. Cette modification a pu être mise en évidence en mesurant la dureté d'une couche de nickel séparée de sa base qui possédait une texture à grain fin.

Dureté de la face côté base : 250 VPN

Dureté de la face opposée : 180 VPN

Remarquons enfin que pour des couches électrolytiques déposées dans de bonnes conditions, l'adhérence du dépôt dépasse souvent la résistance du métal le plus faible. Ainsi, par exemple, si le métal de base est du fer, le décollement d'un dépôt de zinc se produit dans la masse même du zinc tandis que celui d'un dépôt de nickel détériore en partie la surface de base.

Les considérations au sujet de l'adhérence du dépôt, dont il a été question jusqu'ici, ne sont relatives qu'au rôle joué par la nature et l'état de surface du métal de base.

Mais, le degré d'adhérence et la texture du dépôt électrolytique dépendent également des conditions dans lesquelles s'effectue l'électrolyse. L'expérience montre qu'une augmentation de la densité de courant rend un dépôt spongieux ; l'adhérence d'un tel dépôt est plus faible que celle d'un dépôt compact. D'autre part, un dépôt compact est souvent le siège de fortes tensions internes qui peuvent nuire à la bonne tenue du revêtement.

Dans l'état actuel de nos connaissances, il est difficile d'établir une théorie générale tenant compte de l'influence de tous ces facteurs et permettant de fixer sans ambiguïté les conditions nécessaires à la réalisation d'un dépôt qui réponde à des normes prescrites. Seul, un travail d'expérimentation systématique permet au galvanochimiste de mettre au point des procédés d'électrodéposition parfaitement satisfaisants. Cependant, pour qu'il puisse les utiliser avec profit, encore faut-il que les pièces à recouvrir soient conçues et exécutées d'une manière rationnelle. C'est pourquoi, nous nous permettons, en guise de conclusion, de formuler à l'intention des constructeurs les dix suggestions suivantes :

1) **Utiliser un métal de base dont la qualité permet la réalisation d'un dépôt électrolytique satisfaisant aux normes prescrites.**

2) **Eviter l'emploi de métaux différents, sauf si l'on peut les traiter séparément.**

3) **Concevoir les pièces de manière à pouvoir effectuer leur assemblage après traitement.**

4) **Eviter des bords, des coins aigus, des protubérances excessives, des angles rentrants importants. Donner aux surfaces, sur lesquelles des dépôts protecteurs contre la corrosion sont à prévoir, des formes (arrondis) rendant possible la mise en contact de tout point de ces surfaces avec une bille de 25,4 mm.**

5) **Eviter les trous borgnes, les cavités, les bords roulés ou soudés dans lesquels les liquides, utilisés lors du dégraissage, du décapage ou de l'électrodéposition, peuvent être retenus.**

6) **Eviter absolument des dépassements de soudure aux joints lorsqu'il est fait usage de la soudure à base d'étain-plomb.**

7) **Prévoir, dans les constructions tubulaires, des trous, situés aux endroits convenables, qui facilitent le rinçage en rendant aisé l'écoulement des liquides.**

8) **Prévoir, pour les pièces à recouvrir, des moyens de suspension tels que trous, tiges ou pattes, en des endroits où l'épaisseur du métal déposé est sans importance.**

9) **Concevoir, pour des pièces de petites dimensions, une forme permettant, en cas de production en grande série, un traitement en masse dans un tonneau, sans qu'il y ait empilage ou déformation mutuelle par accrochage.**

10) Indiquer clairement les surfaces auxquelles il faut conférer une certaine résistance à la corrosion et préciser les spécifications suivant lesquelles ces surfaces doivent être traitées, tant au point de vue du fini qu'au point de vue de l'épaisseur du dépôt.

Le constructeur ne doit jamais perdre de vue que les techniques de finissage exigent souvent bien plus de main-d'œuvre que les techniques de mécanique ou de tôlerie (presse, tour,...) et que, moyennant une légère modification dans la conception ou dans la réalisation mécanique d'une pièce, un gain appréciable peut être réalisé dans sa finition.

Nous arrêtons ici cet exposé déjà assez long et pourtant combien incomplet des aspects de la technique de l'électrodéposition, pour illustrer, par quelques exemples, son emploi dans l'industrie électronique.

V. APPLICATIONS

V. 1. *Traitement des tubes guides d'ondes.*

Pour des raisons de conductivité superficielle, ces tubes doivent être argentés intérieurement, d'une manière régulière, sous 5 μ d'épaisseur puis dorés sous 1 μ, le dépôt d'or évitant le ternissement de l'argent.

Ces tubes sont en laiton ; leur section est de 22 $\times$ 47 mm, leur longueur variant de 110 à 140 mm. Deux *flens* en laiton sont soudés à leurs extrémités, à l'aide d'une brasure à l'argent. Dans certains modèles, un *strip,* consistant en un plat de laiton, est soudé sur un des petits côtés du tube, au moyen d'un alliage étain-plomb-argent.

L'argenture est réalisée en utilisant un bain d'argent brillant ; l'aspect ainsi obtenu ne nécessite pas le polissage des parois intérieures avant la déposition d'or.

Pour obtenir un dépôt régulier, on recourt à des anodes auxiliaires ; le cas étant relativement simple, la forme de ces anodes a été déterminée empiriquement.

Comme les parois extérieures de ces tubes ne doivent pas être argentées, on les protège par un vernis isolant.

La figure 23 représente une installation permettant de traiter simultanément cinq pièces.

Avant de procéder à l'argenture, les tubes subissent d'abord un dégraissage et un décapage destiné à éliminer les parties superficielles non saines du métal ; ils sont ensuite soumis à la préargenture.

Voici quelques données concernant l'argenture.

Surface d'une pièce : 2,9 dm^2.

Une couche de 1 μ correspond à 0,105 gr d'argent par dm^2.

Le poids d'argent, par pièce, pour une couche de 5 μ, vaut : $0{,}105 \times 5 \times 2{,}9 = 1{,}52$ gr, soit 7,6 gr pour les cinq pièces traitées simultanément.

Rendement du bain : 98 %.

Un ampère-heure dépose 4,02 gr d'argent.

Nombre d'A-H nécessaire à la formation du dépôt : $\frac{7{,}6}{4{,}02} = 1{,}9$ A-H.

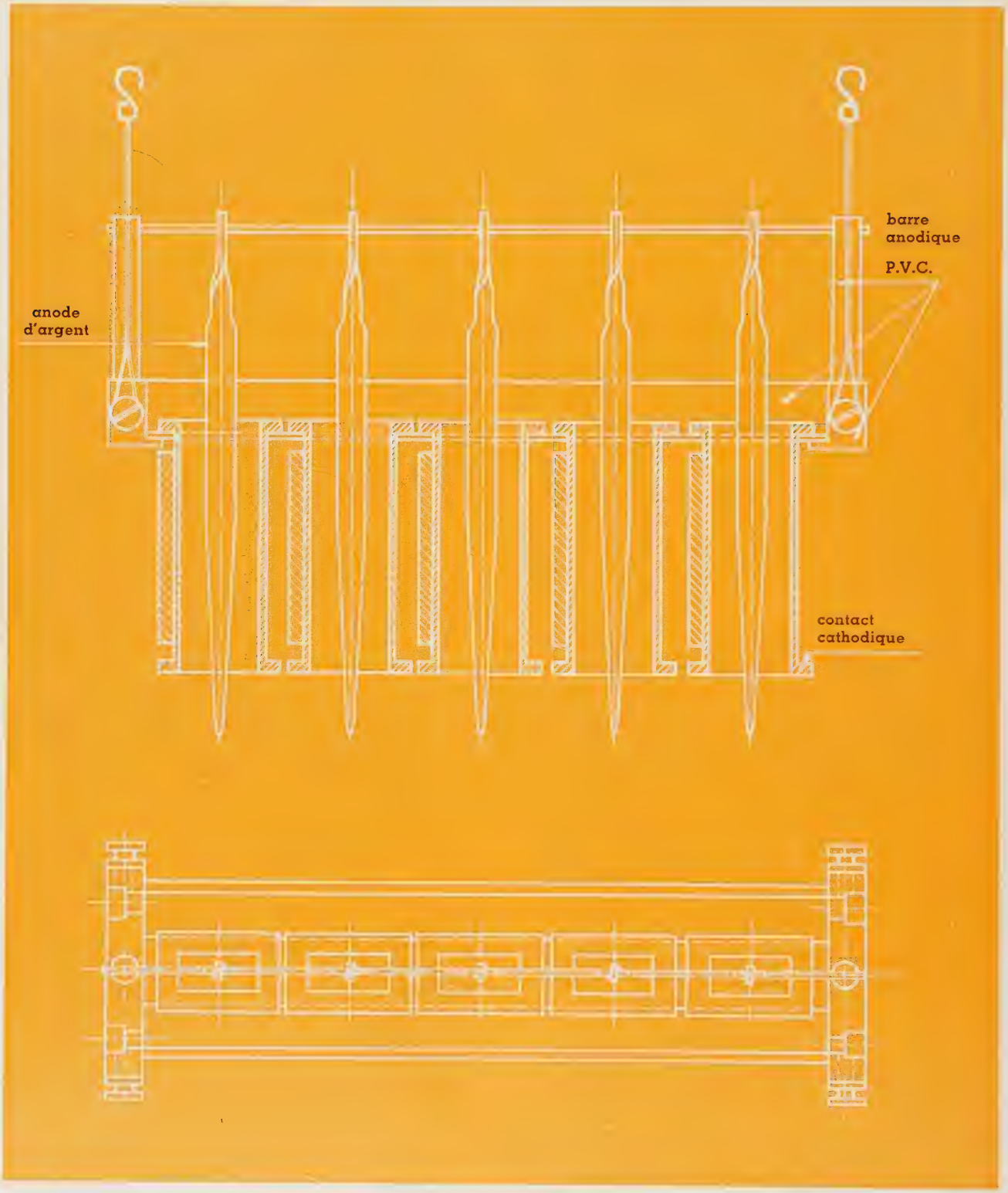
V. 2. *Traitement des cavités destinées aux amplificateurs des micro-ondes.*

Dans ce cas également, seul, l'intérieur de la cavité doit être recouvert d'un dépôt d'or. Cet intérieur affecte la forme d'un cylindre de 20 mm d'alésage et 34,5 mm de profondeur.

La couche d'or joue un double rôle :

— Comme la dimension de l'alésage doit être scrupuleusement respectée, on se sert de cette couche d'or pour la mise à la cote définitive de l'alésage, après l'usinage et l'argenture intérieure de la cavité.

— L'or, étant très ductile, permet le déplacement à frottement dur d'un piston à l'intérieur de la cavité ; grâce à sa grande malléabilité, il constitue un lubrifiant qui facilite le mouvement de translation du piston.

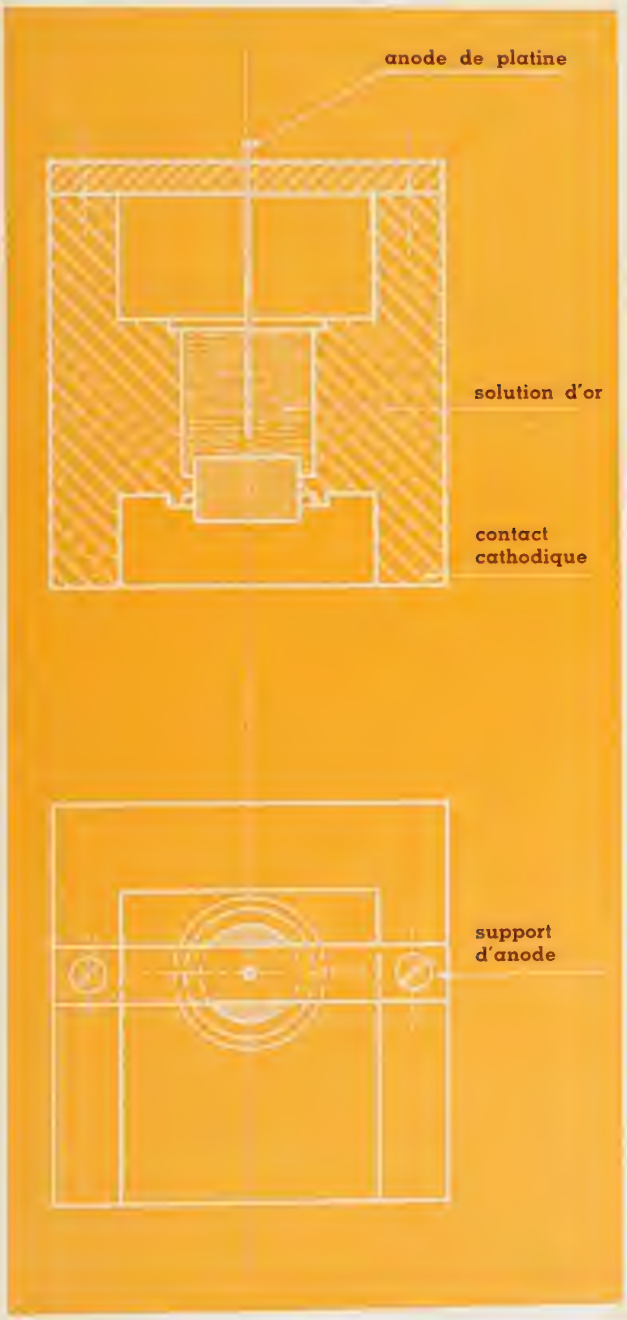


Traitement des tubes guides d'ondes.

Fig. 23.

Pour la dorure, la cavité est utilisée comme cuve électrolytique, l'anode étant un fil de platine placé suivant l'axe du cylindre ; cette anode est isolée de la cathode par des pièces en caoutchouc qui assurent en même temps l'étanchéité (fig. 24).

Au cours de l'électrodéposition, l'alésage est régulièrement mesuré et l'opération est stoppée au moment précis où la cote exigée est atteinte.



Traitement d'une cavité destinée à un amplificateur des micro-ondes.

Fig. 24.

Surface à recouvrir : 0,22 dm^2.

Une couche de 1 μ correspond à 0,193 gr d'or par dm^2.

Rendement du bain : 73,5 %.

Un ampère-heure dépose 1,8 gr d'or (pour le rendement considéré).

Ces données permettent de prédéterminer l'épaisseur déposée et de procéder aux vérifications en temps opportun.

V. 3. *Traitement des gaines des dosimètres thermo-luminescents.*

Dans certaines applications, les dosimètres doivent être entourés d'une gaine en plomb d'une épaisseur régulière et constante.

Dans le cas qui nous occupe, il faut recouvrir extérieurement des tubes en laiton, de 12,07 mm de diamètre et de 85 mm de longueur, d'une couche ayant une épaisseur de 680 μ, comptée suivant le rayon (fig. 25).

Tube en laiton plombé.

Fig. 25.

Après leur obturation au moyen de bouchons en caoutchouc, les tubes sont traités en masse : 100 tubes sont recouverts en une seule opération.

Chaque tube devant recevoir 45 gr de plomb, un bain à déposition rapide a été réalisé, en l'occurence une solution de fluoborate de plomb.

La déposition est prévue de telle manière que le cylindrage des tubes puisse être effectué au tour après le traitement.

V. 4. *Traitement des contacts électriques.*

Divers types de revêtements électrolytiques sont utilisés dans l'industrie électronique pour améliorer les qualités des contacts électriques, notamment dans les systèmes à glissement.

Si l'on désire qu'à la fermeture d'un circuit, la résistance électrique de contact soit faible, il est avantageux de revêtir les surfaces de contact d'une couche d'or.

L'argent peut être également employé en raison de son excellente conductivité. Cependant, il présente deux inconvénients ; d'une part, il se ternit rapidement et, d'autre part, il se soude lorsqu'il est appliqué sur lui-même sous une certaine pression.

En recouvrant l'argent d'une couche de rhodium, dont l'épaisseur varie selon les usages, on réalise des contacts susceptibles d'une longue durée de vie. Malheureusement, le rhodium possède des propriétés électriques beaucoup moins bonnes que l'argent. De plus, il s'est avéré que l'emploi des contacts glissants de rhodium exige des surfaces de contact parfaites car la moindre imperfection provoque une usure rapide par abrasion, surtout si les pressions de contact dépassent une certaine valeur. Dans ce cas, il est préférable de recourir à des contacts d'argent glissant sur une surface rhodiée. La résistance de contact étant plus faible, la pression nécessaire peut être réduite. D'autre part, l'argent étant plus doux ne perce pas la couche de rhodium. Enfin, par suite du frottement, le ternissement de l'argent n'est pas à craindre.

Remarquons qu'il faut éviter des dépôts d'argent sur des pièces séparées par un isolateur et soumises à une différence de potentiel continue car une migration d'argent peut se produire entre deux pièces, notamment lorsque celles-ci sont placées en atmosphère humide ; il est indiqué, dans ce cas, d'utiliser l'or.

BIBLIOGRAPHIE

[1] P. Godeaux — *L'influence des formes sur l'aspect des dépôts électrolytiques* — (conférence donnée à l'*Association Belge d'Electrodéposition,* sous les auspices du *Cebelcor)* (17.12.1959).

[2] P. Morisset, J.W. Oswald, C.R. Draper and R. Pinner — *Chromium Plating* — Robert Draper LTD, England (1954).

[ ] R.H. Rousselot — *Répartition du potentiel et du courant dans les électrolytes* — Dunod, Paris, (1959).

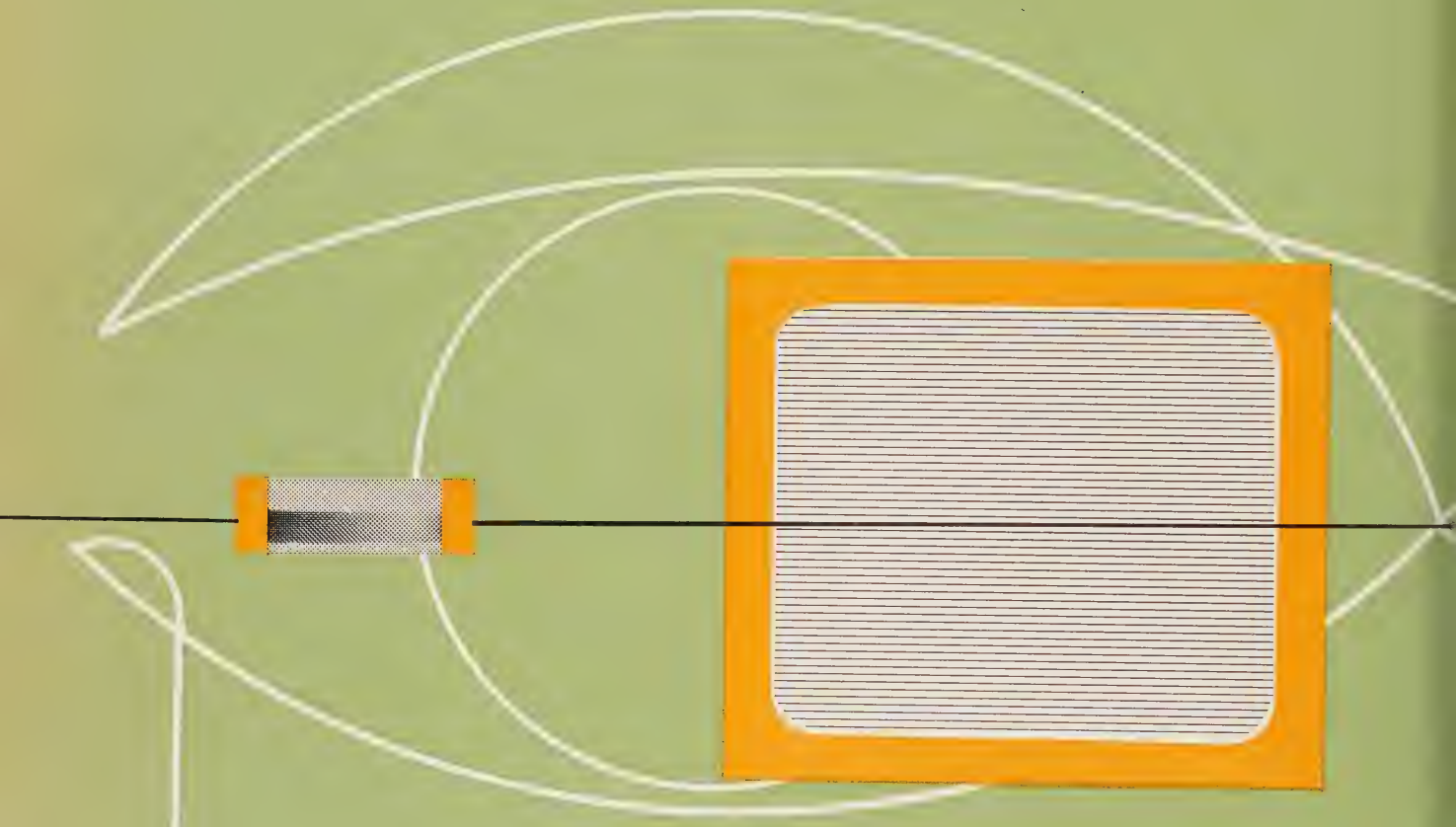
[4] G.E. Gardam — J. Electrodepositors' Tech. Soc., 1950, **25**.

[5] P. Delforge — *Quelques applications spéciales de l'électrodéposition* — (conférence donnée à l'*Association Belge d'Electrodéposition,* sous les auspices du *Cebelcor*).

[6] A.T. Vagramian et Z.A. Solovieva — *Le dépôt électrolytique des métaux,* Dunod, Paris, (1958).

[7] A.T. Steer — J. Electrodepositors' Tech. Soc., 1950, **25**, 125-146.

[8] A.W. Hothersall — J. Electrodepositors' Tech. Soc., 1950, **25**, 203-210.



M. GONZE,
Ingénieur-Civil A.I.Br.
Chef de Service au Département Constructeurs de la Division Commerciale Electronique de la s/a M.B.L.E

Emploi des résistances VDR dans les circuits des récepteurs de télévision

SOMMAIRE

L'auteur s'attache à montrer, dans cette note, le grand intérêt que présente l'utilisation des résistances VDR dans les circuits des récepteurs de télévision.

La première partie de son exposé est consacrée au rappel des propriétés générales des résistances VDR : courbe caractéristique tension-courant, résistances statique et dynamique, puissance dissipée, effet de la température, tolérances sur les paramètres caractéristiques.

L'emploi des varistances, comme éléments de stabilisation de tensions continues, fait l'objet d'une deuxième partie où sont examinées les conditions d'optimisation de divers circuits de stabilisation.

Dans la troisième partie, on analyse le fonctionnement d'un circuit permettant d'obtenir une tension continue à partir d'une tension périodique de forme asymétrique et de valeur moyenne nulle.

Enfin, dans la dernière partie, l'auteur étudie l'utilisation de ce circuit pour la stabilisation de l'étage final de la base de temps horizontale dans les récepteurs de télévision. A ce propos, il rappelle le fonctionnement des systèmes de déflexion électromagnétique et celui des circuits théorique et pratique de la base de temps horizontale.

L'examen de résultats expérimentaux, illustrant l'effet de la stabilisation, termine la note.

C.D.U. : 621.316.82 : 621.397

DANS UNE NOTE PARUE ANTERIEUREMENT DANS CETTE REVUE (*), IL A DEJA ETE QUESTION DES RESISTANCES VDR ET DES RESULTATS REMARQUABLES QUE LEUR EMPLOI A PERMIS D'ATTEINDRE DANS LA PROTECTION DES CONTACTS DE RELAIS.

DANS LA PRESENTE ETUDE, NOUS NOUS PROPOSONS DE MONTRER QUE, DANS UN TOUT AUTRE DOMAINE, CELUI DES RECEPTEURS DE TELEVISION, L'UTILISATION DES VARISTANCES PEUT EGALEMENT RENDRE DE TRES GRANDS SERVICES.

RAPPELONS BRIEVEMENT LES PRINCIPALES CARACTERISTIQUES DE CES RESISTANCES.

I. PROPRIETES GENERALES DES RESISTANCES VDR

Les résistances VDR se composent essentiellement d'un agglomérat de cristaux de carbure de silicium. Le comportement électrique particulier de cet agglomérat est attribué au réseau complexe de résistances « série et parallèle » formé par les contacts entre les différents cristaux et au claquage, sous l'effet de la tension appliquée, des barrières de potentiel établies par ces contacts. La résistance électrique de l'agglomérat dépend donc de la tension appliquée, d'où le nom de « varistance » ou de « VDR » (Voltage Dependent Resistor).

I. 1. *Courbe caractéristique tension-courant.*

En courant continu, la dépendance entre la tension V et le courant I parcourant la varistance est exprimée approximativement par (**) :

$$V = C\, I^{\beta} \qquad (1)$$

Plus correctement, on devrait écrire :

$$|V| = C\, |I|^{\beta}$$

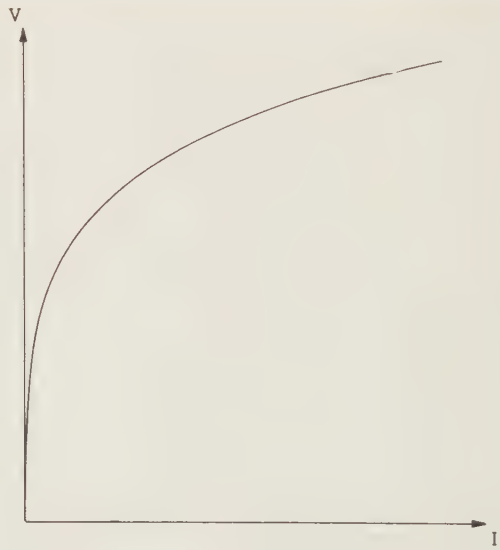
car, en réalité, c'est la dépendance entre les valeurs absolues |V| et |I| de la tension et du courant que l'on sous-entend exprimer par (1).

Sous forme logarithmique, la relation (1) s'écrit :

$$\log V = \log C + \beta \log I \qquad (2)$$

Dans les équations (1) et (2), la tension V et le courant I sont exprimés respectivement en volts et en ampères ; C et β sont des constantes caractéristiques de chaque type de varistance.

Un exemple de courbes représentatives de (1) et de (2) est donné aux figures 1 et 2.

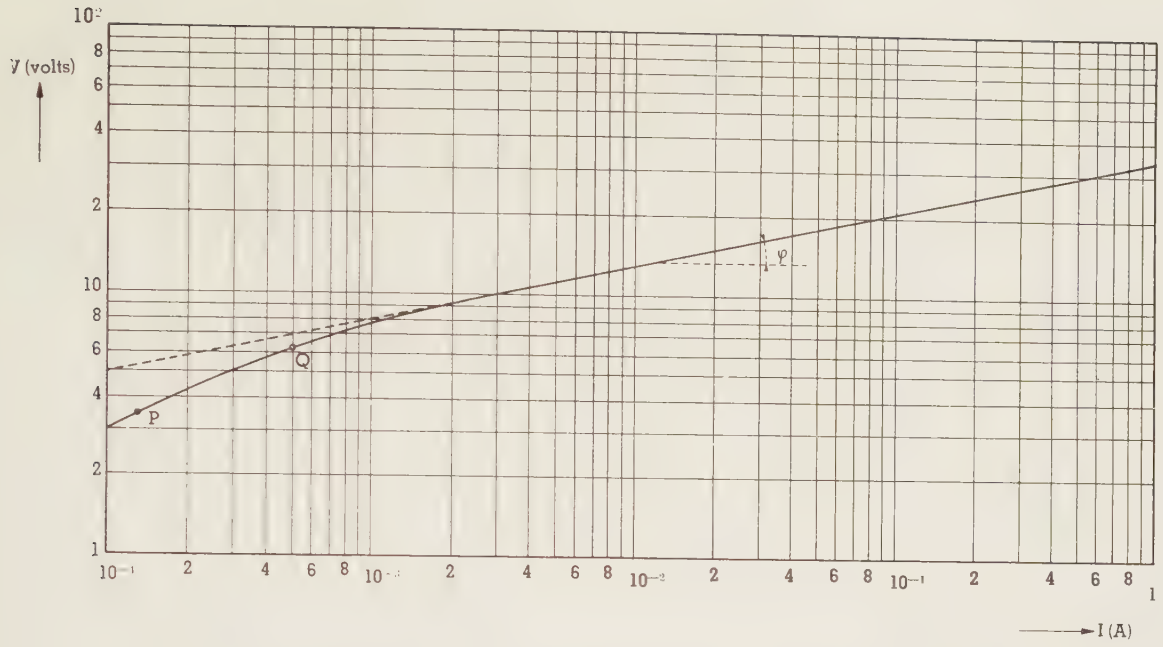


Courbe caractéristique tension-courant d'une varistance (échelles linéaires).

Fig. 1

(*) R. De Proost et R. Servranckx — Contribution à l'étude de l'étouffement des étincelles au moyen de condensateurs shuntés par des résistances VDR — Revue M.B.L.E, III, 1 (janvier 1960), pp. 16-39.

(**) Dans la note mentionnée ci-dessus, le coefficient C de la relation (1) a été désigné par la lettre D afin d'éviter certaines confusions.



Courbe caractéristique tension-courant d'une varistance (échelles logarithmiques).

Fig. 2

Remarques.

1) C représente la tension aux bornes de la varistance lorsque celle-ci est traversée par un courant de 1 ampère :

$$V = C(1)^{\beta} = C$$

Selon le type de VDR, cette tension prend une valeur comprise entre 15 volts et quelques milliers de volts.

2) β est égal au coefficient angulaire de la droite caractéristique V, I, dans le diagramme à double échelle logarithmique (fig. 2) :

$$\beta = \operatorname{tg} \varphi$$

Les valeurs de β sont comprises entre 0,15 et 0,30.

3) Les relations (1) et (2) ne sont pas valables pour de faibles valeurs de I ; pour de telles valeurs, la tension réelle V est inférieure à celle donnée par (1) ou (2), (fig. 2, segment PQ).

4) En courant alternatif, il y a lieu de tenir compte de la capacité de la varistance. Pour de faibles courants et aux fréquences élevées, l'impédance de cette capacité peut devenir notablement inférieure à la résistance qu'elle shunte (*). Nous n'insisterons pas ici sur ce point.

5) L'équation (1) peut également être mise sous la forme :

$$I = KV^{\alpha} \qquad (3)$$

avec

$$\alpha = \frac{1}{\beta} \qquad (4)$$

et

$$K = \frac{1}{C^{\alpha}} \qquad (5)$$

Comme β est compris entre 0,15 et 0,30, α varie entre 3,3 et 6,7.

I. 2. *Résistance électrique.*

On définit la *résistance statique* R_s d'une varistance par la relation :

$$R_s = \frac{V}{I} \qquad (6)$$

(*) VDR — M.B.L.E Electronics — Technical publications n° 929.

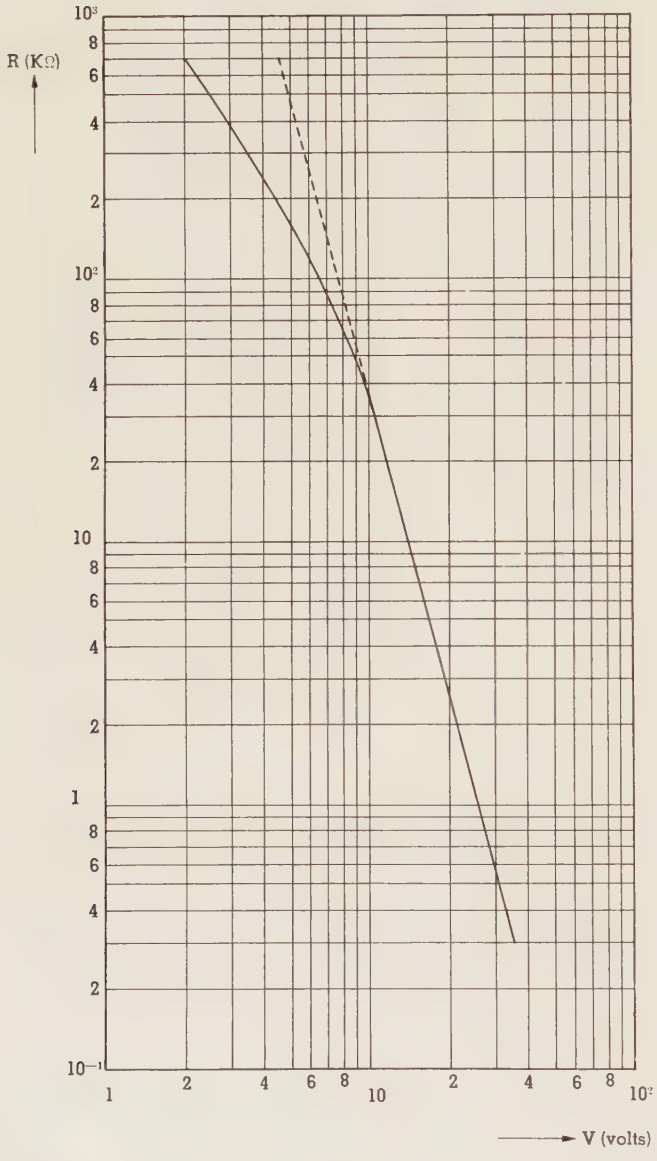
ce qui donne, compte tenu de (1) ou de (3) :

$$R_s = \frac{C}{I^{1-\beta}} \qquad (7)$$

ou

$$R_s = \frac{1}{KV^{\alpha-1}} \qquad (8)$$

La courbe représentative de (8) est donnée à la figure 3. On voit que la valeur de la résistance statique diminue lorsque la tension appliquée aux bornes de la varistance augmente.



Courbe représentative de la résistance statique R_s en fonction de la tension appliquée V.

Fig. 3

On définit également une *résistance dynamique* (ou résistance différentielle) R_d d'une varistance :

$$R_d = \frac{dV}{dI} \qquad (9)$$

En vertu de (1) :

$$R_d = C\beta I^{\beta-1} \qquad (10)$$

En rapprochant (10) de (7), on a :

$$R_d = \beta R_s \qquad (11)$$

I. 3. *Puissance dissipée.*

La puissance

$$W = VI$$

dissipée (en courant continu) par une varistance vaut, d'après (1) ou (3) :

$$W = CI^{\beta+1} \qquad (12)$$

ou

$$W = KV^{\alpha+1} \qquad (13)$$

La dernière relation montre que, lorsque la tension appliquée V prend une valeur :

$$V' = V(1+\delta) \qquad (14)$$

la puissance dissipée W devient :

$$W' = (1+\delta)^{\alpha+1} W \qquad (15)$$

Ainsi, *pour une valeur de α égale à 5 (valeur moyenne), une augmentation de 12 %, de la tension double la puissance dissipée dans la varistance.*

Il ne faut jamais perdre de vue cet aspect du comportement des varistances dans le choix du type de VDR à utiliser.

I. 4. *Représentation graphique.*

Pour rendre aisée la détermination du point de fonctionnement d'une varistance et faciliter ainsi le choix du type de VDR, un abaque à quatre échelles, I, W, V, β, a été conçu (fig. 4).

Voici deux exemples illustrant l'emploi de cet abaque.

Exemple 1 — Déterminer, pour une varistance du type : C = 240, β = 0,2, le courant I et la puissance dissipée W lorsque la tension appliquée V est égale à 100 volts.

1. On cherche le point d'intersection A (charnière) de la droite passant par les points : I = 1 A et V = 240 volts, avec la droite β = 0,2.

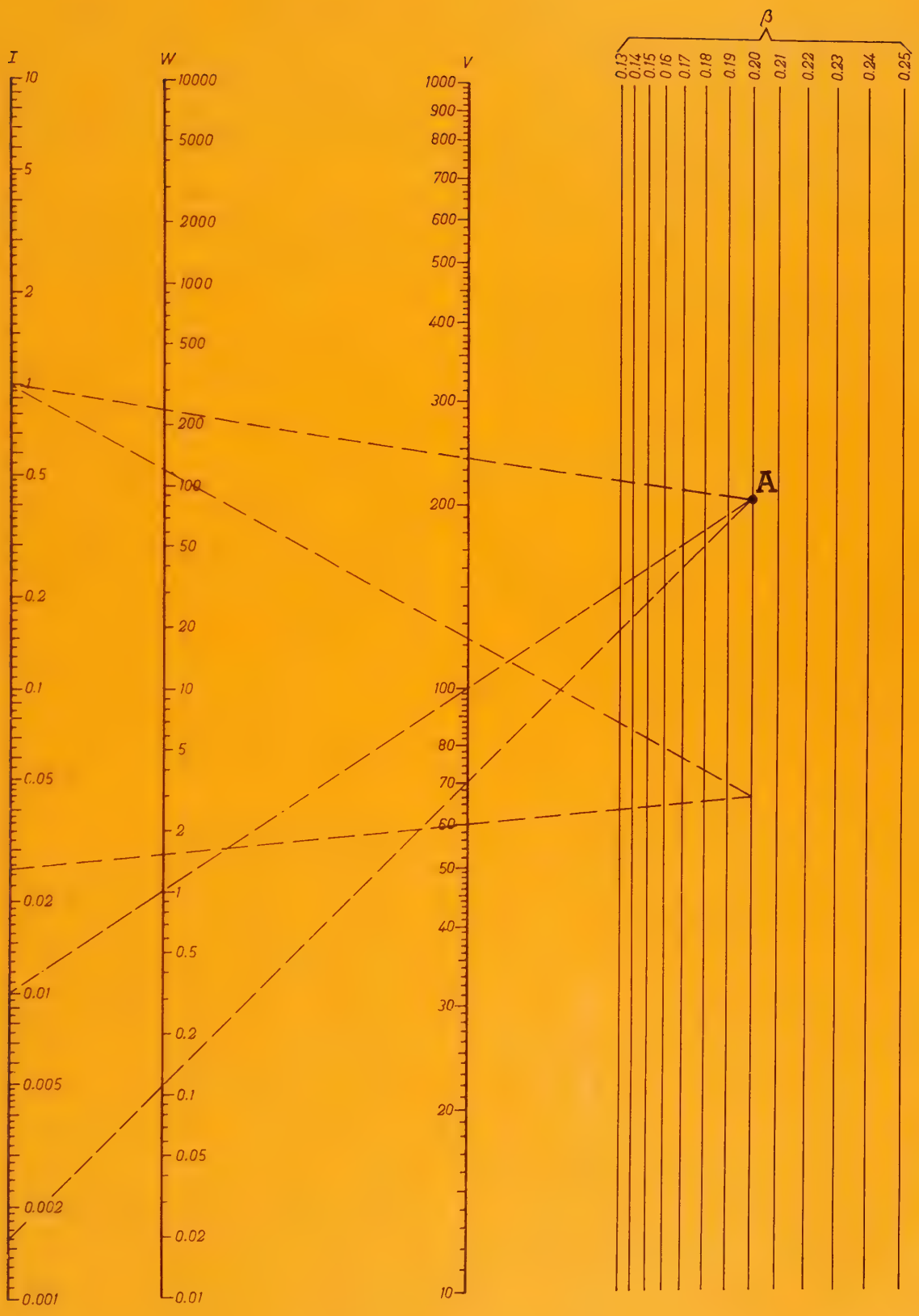

I
W
V
β
10
5
2
1
0.5
0.2
0.1
0.05
0.02
0.01
0.005
0.002
0.001
10000
5000
2000
1000
500
200
100
50
20
10
5
2
1
0.5
0.2
0.1
0.05
0.02
0.01
1000
900
800
700
600
500
400
300
200
100
80
70
60
50
40
30
20
10
0.13
0.14
0.15
0.16
0.17
0.18
0.19
0.20
0.21
0.22
0.23
0.24
0.25
A

Fig. 4

2. On trace la droite joignant A au point : V = 100 volts ; les points d'intersection de cette droite avec les échelles I et W donnent les valeurs cherchées :

$$I = 10 \text{ mA} \quad \text{et} \quad W = 1 \text{ watt}$$

Exemple 2 — Etant donné le point de fonctionnement d'une varistance : V = 100 volts, I = 10 mA, déterminer :

a) la valeur de C, pour $\beta = 0{,}2$;

b) le courant I et la puissance dissipée W lorsque la tension appliquée V est égale à 70 volts.

1. On cherche le point d'intersection A de la droite passant par les points : V = 100 volts et I = 10 mA, avec la droite $\beta = 0{,}2$.

2. a) On trace la droite joignant A au point I = 1 A ; le point d'intersection de cette droite avec l'échelle V donne :

$$C = 240$$

b) On trace la droite joignant A au point : V = 70 volts ; les points d'intersection de cette droite avec les échelles I et W donnent:

$$I = 1{,}6 \text{ mA} \quad \text{et} \quad W = 0{,}12 \text{ watt}$$

I. 5. *Effet de la température sur le point de fonctionnement.*

1. Coefficient C.

L'expérience montre que, pour des températures d'utilisation normales (inférieures à 200° C), la variation du coefficient C, en fonction de la température, est donnée par :

$$C_t = C_o(1+at) \qquad (16)$$

où :

C_t est la valeur de C à la température t,

C_o, la valeur de C à 0°C,

a, le coefficient de température ; la valeur de a est comprise entre —0,0014 et —0,0020.

2. Coefficient K

D'après (5) et (16), on a :

$$K_t = \frac{1}{C_t^{\alpha}} = \frac{1}{C_o^{\alpha}(1+at)^{\alpha}} = \frac{K_o}{(1+at)^{\alpha}} \qquad (17)$$

Comme généralement at est faible devant l'unité, on peut écrire :

$$\frac{1}{(1+at)^{\alpha}} \approx (1-at)^{\alpha} \approx 1-\alpha at$$

ce qui donne :

$$K_t = K_o(1+bt) \qquad (18)$$

avec

$$b = -\alpha a \qquad (19)$$

Pour $\alpha = 5$ et pour les limites de a données en 1, on trouve que b est compris entre 0,007 et 0,01.

3. Résistance statique R_s.

Nous déterminerons la variation de la résistance R_s, en fonction de la température, en nous plaçant dans les deux cas suivants :

1°) *Fonctionnement à courant constant.*

D'après (7) et (16) :

$$(R_s)_t = \frac{C_t}{I^{1-\beta}} = \frac{C_o(1+at)}{I^{1-\beta}}$$

ou

$$(R_s)_t = (R_s)_o(1+at) \qquad (20)$$

2°) *Fonctionnement à tension constante.*

D'après (8) et (18) :

$$(R_s)_t = \frac{1}{K_t V^{\alpha-1}} = \frac{1}{K_o(1+bt)V^{\alpha-1}} \approx \frac{1-bt}{K_o V^{\alpha-1}}$$

ou

$$(R_s)_t = (R_s)_o(1-bt) \qquad (21)$$

On voit que, dans les deux cas, le coefficient de température est négatif.

4. Puissance dissipée W.

1°) *Fonctionnement à courant constant.*

$$W_t = C_t I^{\beta+1} = C_o(1+at)I^{\beta+1}$$

ou

$$W_t = W_o(1+at) \qquad (22)$$

2°) *Fonctionnement à tension constante.*

D'après (13) et (18) :

$$W_t = K_t V^{\alpha+1} = K_o(1+bt)V^{\alpha+1}$$

ou

$$W_t = W_o(1+bt) \qquad (23)$$

Ainsi, en passant, à tension constante, de 0°C à 100°C, la puissance dissipée passe de W_o à une valeur comprise entre 1,7 W_o et 2 W_o.

Revenant à la relation (15), il y a lieu de préciser qu'elle n'est valable qu'à température constante. Lorsque la tension appliquée augmente, l'accroissement de la puissance dissipée est, en

réalité, plus grand que ne le prévoit la formule (15). En effet, dans des conditions normales de refroidissement, l'augmentation de la puissance dissipée entraîne une élévation de la température de la varistance, ce qui, en vertu de (23), accroît davantage la puissance dissipée, jusqu'à ce qu'un état d'équilibre thermique soit atteint.

On voit donc que pour choisir un type de VDR, au point de vue de la puissance dissipée, il faut tenir compte non seulement des variations de la tension appliquée mais également de l'élévation de température qui peut en résulter.

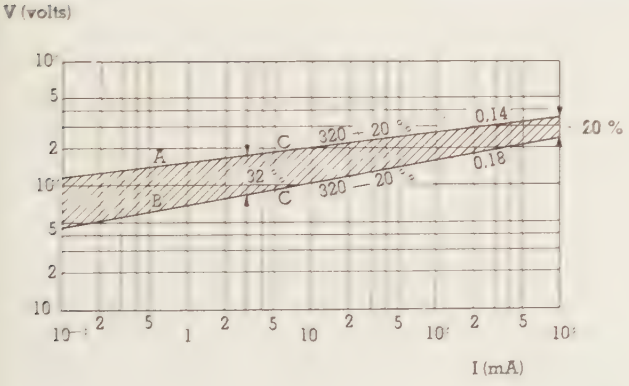
I. 6. *Tolérances sur les paramètres caractéristiques.*

Nous avons vu que les courbes caractéristiques tension-courant des varistances sont définies par les valeurs des paramètres C et β. Ces derniers ne sont généralement donnés qu'avec certaines tolérances. Dans ces conditions, à la courbe caractéristique, se substitue, dans le plan V,I, une zone de fonctionnement comprise entre deux courbes limites.

La figure 5 illustre le cas d'une varistance définie par les valeurs :

$$C = 320 \pm 20\ \%$$

$$\beta = 0{,}14 \text{ à } 0{,}18$$



Zone de fonctionnement résultant de tolérances sur les valeurs de C et de β

Fig. 5

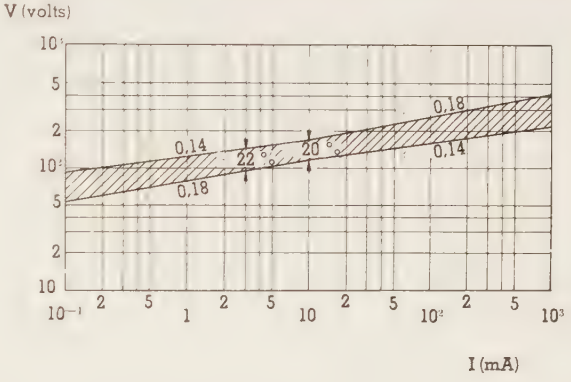
On voit que la zone de fonctionnement s'élargit vers les faibles valeurs du courant. Ainsi, pour I = 1A, la tolérance sur la tension est de ± 20 % (valeur de C) tandis que, pour I = 3mA, cette tolérance atteint ± 32 %.

C'est en vue de réduire cette imprécision que le paramètre C est actuellement remplacé par la valeur V_I de la tension V, correspondant non plus à I = 1 A, mais à une valeur de I voisine de celles que l'on rencontre en pratique pour le type de varistance considéré.

La figure 6 montre la réduction de la zone de fonctionnement, obtenue en spécifiant le type de varistance par les paramètres V_I et β (la tolérance sur V_I étant maintenue à ± 20 %) ;

$$V_I = 150 \text{ volts} \pm 20\ \% \quad , \quad I = 10 \text{ mA}$$

$$\beta = 0{,}14 \text{ à } 0{,}18$$



Zone de fonctionnement résultant de tolérances sur les valeurs de V_I (I = 10 mA) et de β.

Fig. 6

Ainsi, pour I = 3 mA (valeur précédemment envisagée), la tolérance sur la tension V n'est plus que de 22 %.

On voit que, du point de vue de la précision, il y a intérêt à faire fonctionner une varistance en un point se rapprochant le plus du point de mesure dont les coordonnées définissent le type de la varistance utilisée.

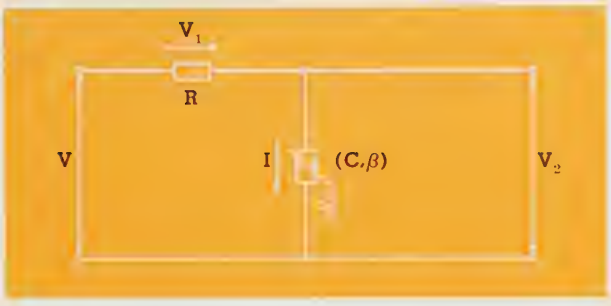
Après ce bref rappel des propriétés générales des résistances VDR, nous allons décrire quelques applications des varistances dans le domaine de l'électronique et plus spécialement en télévision.

II. 1. *Circuit non chargé.*

Considérons le circuit de la figure 7. Avec les notations de la figure, on a :

$$V = RI + CI^{\beta} \qquad (24)$$

$$V_2 = CI^{\beta} \qquad (25)$$



Circuit de stabilisation utilisant une varistance (circuit non chargé).

Fig. 7

Une variation ΔV de la tension V entraîne des variations ΔI et ΔV_2 données par :

$$\Delta V = R\Delta I + \beta CI^{\beta-1}\Delta I = R\Delta I + \beta V_2 \frac{\Delta I}{I} \qquad (26)$$

$$\Delta V_2 = \beta CI^{\beta-1}\Delta I = \beta V_2 \frac{\Delta I}{I} \qquad (27)$$

Comme

$$R = \frac{V - V_2}{I} \qquad (28)$$

on peut écrire (26) sous la forme :

$$\Delta V = (V - V_2)\frac{\Delta I}{I} + \beta V_2 \frac{\Delta I}{I} \qquad (29)$$

Introduisons le facteur de stabilisation S ; ce facteur est défini par :

$$S = \frac{\frac{\Delta V}{V}}{\frac{\Delta V_2}{V_2}} \qquad (30)$$

Dans le cas que nous considérons, compte tenu de (27) et de (29), on trouve :

$$S = \frac{1 - \frac{V_2}{V} + \beta\frac{V_2}{V}}{\beta}$$

ou

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}x \qquad (31)$$

en posant :

$$x = \frac{V_2}{V} \qquad (32)$$

L'équation (31) montre que S est d'autant plus grand que β et x sont plus petits.

La valeur maximum du coefficient de stabilisation est $\frac{1}{\beta}$. En donnant à β la valeur moyenne de 0,2, on voit que *la valeur maximum de S est 5.*

La figure 8 traduit, sous forme graphique, la relation (31).

II. 2. *Circuit chargé.*

Considérons le circuit de la figure 9. Avec les notations de la figure, on a :

$$V = R(I_1 + I_2) + CI_1^{\beta} \qquad (33)$$

$$V_2 = CI_1^{\beta} \qquad (34)$$

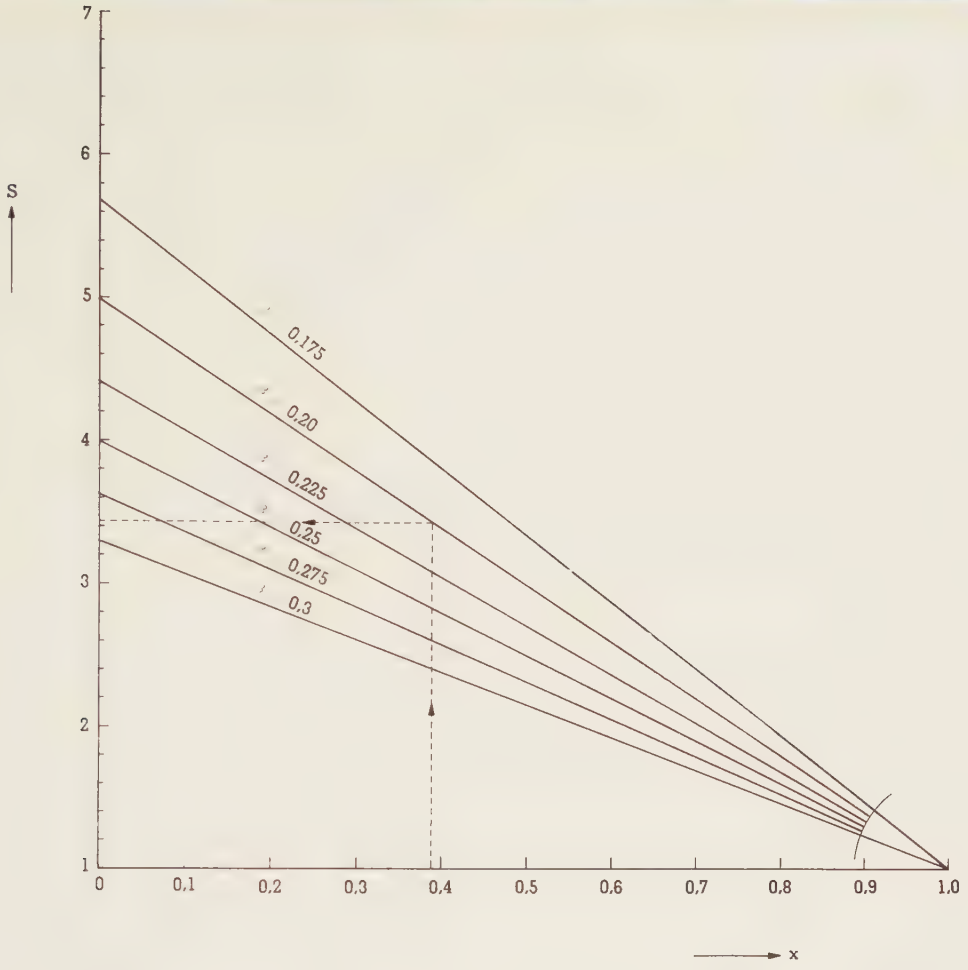
$$V_2 = R_1 I_2 \qquad (35)$$

Une variation ΔV de la tension V entraîne des variations ΔI_1 , ΔI_2 et ΔV_2 données par :

$$\Delta V = R(\Delta I_1 + \Delta I_2) + \beta CI_1^{\beta-1}\Delta I_1 = R(\Delta I_1 + \Delta I_2) + \beta V_2 \frac{\Delta I_1}{I_1} \qquad (36)$$

$$\Delta V_2 = \beta CI_1^{\beta-1}\Delta I_1 = \beta V_2 \frac{\Delta I_1}{I_1} \qquad (37)$$

$$\Delta V_2 = R_1 \Delta I_2 \qquad (38)$$

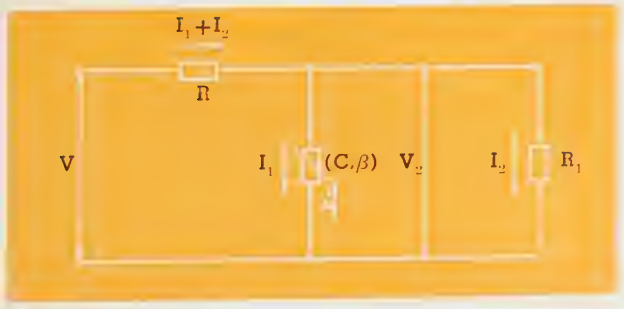


Facteur de stabilisation S d'un circuit non chargé.

Fig. 8

Des deux dernières relations, on tire :

$$\Delta I_2 = \beta \frac{V_2}{R_1} \frac{\Delta I_1}{I_1} \qquad (39)$$



Circuit de stabilisation utilisant une varistance (circuit chargé).

Fig. 9

Mais,

$$\frac{V_2}{R_1} = I_2$$

ce qui permet d'écrire (39) sous la forme :

$$\Delta I_2 = \beta\, y\, \Delta I_1 \qquad (40)$$

en posant :

$$y = \frac{I_2}{I_1} \qquad (41)$$

D'autre part,

$$R = \frac{V - V_2}{I_1 + I_2} = \frac{V - V_2}{(1+y) I_1} \qquad (42)$$

Après substitution dans (36) et compte tenu de (40), on obtient :

$$\Delta V = (V - V_2) \frac{1+\beta y}{1+y} \frac{\Delta I_1}{I_1} + \beta V_2 \frac{\Delta I_1}{I_1} \qquad (43)$$

Le facteur de stabilisation S, défini par (30), vaut, dans le cas considéré, en vertu de (37) et de (43) :

$$S = \frac{(1-x)\dfrac{1+\beta y}{1+y}+\beta x}{\beta} = \frac{1-x+\beta(x+y)}{\beta(1+y)} = \frac{1+y-(x+y)+\beta(x+y)}{\beta(1+y)} = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{x+y}{1+y}$$

ou

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,x' \qquad (44)$$

avec

$$x' = \frac{x+y}{1+y} \qquad (45)$$

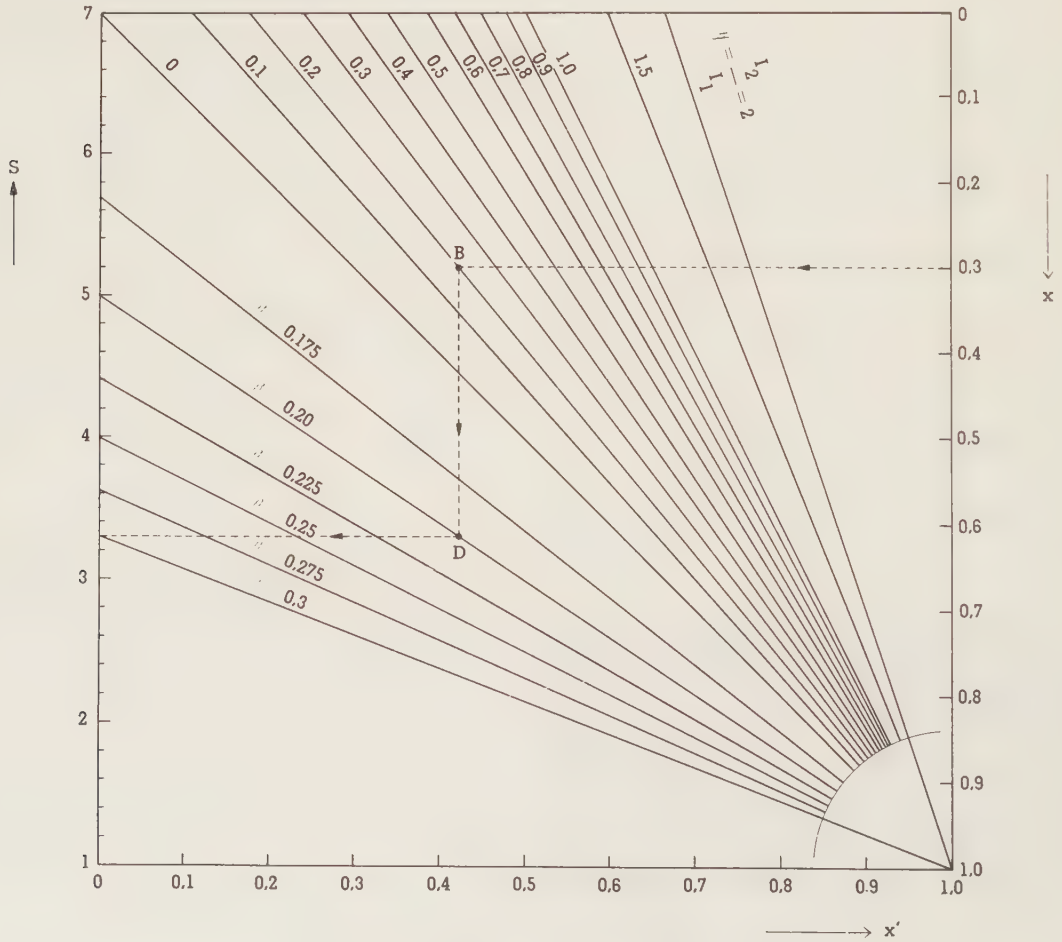
On voit, d'après (44), que, dans le cas du circuit chargé, le facteur de stabilisation S peut encore être déterminé à l'aide du graphique de la figure 8, à condition de remplacer x par x'. A la figure 10, on a adjoint, à ce graphique, celui donnant x' en fonction de x et de y.

Voici un exemple illustrant l'emploi de l'abaque de la figure 4 et des graphiques de la figure 10 :

Etant donné un circuit de stabilisation caractérisé par :

$$\left.\begin{aligned} V &= 200 \text{ volts} \\ V_2 &= 60 \text{ volts} \\ I_2 &= 5 \text{ mA} \end{aligned}\right\}$$

$$\begin{aligned} y &= 0{,}2 \\ \beta &= 0{,}2 \end{aligned}$$



Facteur de stabilisation S d'un circuit chargé.

Fig. 10

déterminer :

a) le type de la varistance,

b) la résistance R,

c) le facteur de stabilisation S.

a) Calculons d'abord I_1 :

$$I_1 = \frac{I_2}{y} = \frac{5}{0,2} = 25 \text{ mA}$$

Pour $I_1 = 25$ mA et $V_2 = 60$ volts, on trouve, à l'aide de l'abaque de la figure 4 :

$$C = 122$$

$$W = 1,5 \text{ watt}$$

ce qui permet de choisir le type de la varistance ($C = 122$, $\beta = 0,2$, dissipation supérieure à 1,5 watt)

b) La résistance R est donnée par :

$$R = \frac{V - V_2}{I_1 + I_2} = \frac{200-60}{25+5} = 4,7 \text{ K}\Omega$$

c) Pour trouver S, déterminons d'abord la valeur de x'. Pour cela, traçons, sur le graphique de la figure 10, une horizontale passant par le point $x = \frac{V_2}{V} = \frac{60}{200} = 0,3$. Le point d'intersection B, de cette horizontale avec la droite $y = 0,2$, fixe la valeur de x'. La verticale passant par B coupe la droite $\beta = 0,2$ en un point D. L'horizontale passant par D permet de lire sur l'axe S la valeur cherchée :

$$S = 3,3$$

La relation (44) montre que, pour augmenter S, la valeur de β étant fixée, il faut diminuer x'.

Or, en écrivant (45) sous la forme :

$$x' = 1 - \frac{1-x}{1+y}$$

on voit que, pour diminuer x', on doit réduire x ou(et) y.

On est cependant limité dans cette voie par la réduction du rapport η, de la puissance utile à la puissance totale consommée, qui en résulte ; en effet, ce rapport vaut :

$$\eta = \frac{V_2 I_2}{V(I_1+I_2)} = \frac{x}{1+\frac{1}{y}} \qquad (46)$$

Dès lors, si le rapport η est imposé, il est intéressant de rechercher les valeurs de x et de y qui rendent maximum le facteur S ou, ce qui revient au même, qui rendent x' minimum.

Pour trouver ces valeurs, substituons, dans (45), y par son expression :

$$y = \frac{1}{\frac{x}{\eta} - 1} \qquad (47)$$

tirée de (46) ; on obtient :

$$x' = x - \eta + \frac{\eta}{x}$$

Pour rendre x' minimum, annulons la dérivée $\frac{dx'}{dx}$; on a :

$$1 - \frac{\eta}{x^2} = 0$$

d'où

$$x = \sqrt{\eta} \qquad (48)$$

ce qui donne, en vertu de (47) :

$$y = \frac{1}{\frac{1}{\sqrt{\eta}} - 1} \qquad (49)$$

Les relations (48) et (49) sont représentées graphiquement à la figure 11.

Si l'on désire augmenter le facteur de stabilisation S, pour un rapport $x = \frac{V_2}{V}$ donné, on peut utiliser plusieurs circuits en cascade.

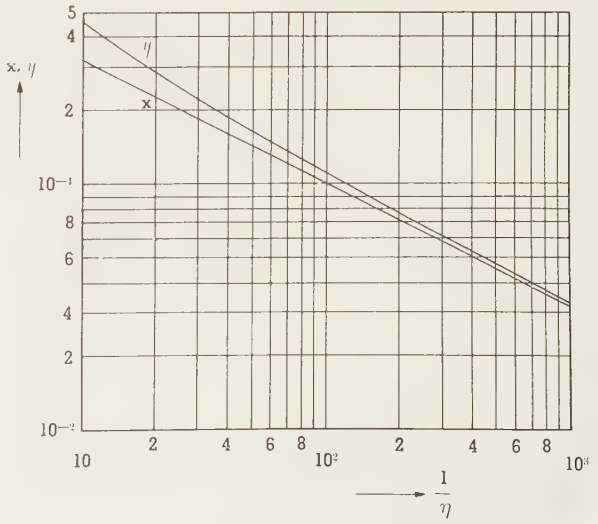
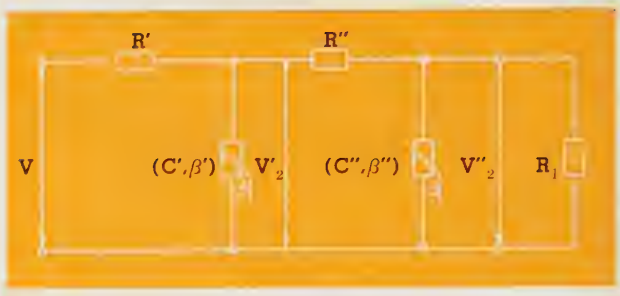


Fig. 11

Considérons le circuit de stabilisation, à deux étages, schématisé à la figure 12.



Circuit de stabilisation à deux étages.

Fig. 12

Posons :

$$x' = \frac{V'_2}{V}$$

$$x'' = \frac{V''_2}{V'_2}$$

$$x = \frac{V''_2}{V}$$

On a donc :

$$x'x'' = x \qquad (50)$$

Désignons par S', S'', S les facteurs de stabilisation respectifs des deux circuits et de leur ensemble. En admettant que la valeur de y soit la même pour les deux circuits on a :

$$S' = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{x'+y}{1+y}$$

$$S'' = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{x''+y}{1+y}$$

$$S = S'S'' = \left(\frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{x'+y}{1+y}\right)\left(\frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{x''+y}{1+y}\right)$$

ou

$$S = \frac{(1+\beta y)^2 + (1-\beta)^2\,x'x'' - (1-\beta)\,(1+\beta y)\,(x'+x'')}{\beta^2\,(1+y)^2} \qquad (51)$$

Cherchons les valeurs x'_M et x''_M de x' et de x'' qui rendent S maximum.

La relation (51) montre que ces valeurs doivent rendre minimum la somme x' + x'', le produit x' x'' étant constant en vertu de (50). On sait que, dans ces conditions, on a :

$$x'_M = x''_M = \sqrt{x} \qquad (52)$$

ce qui donne :

$$V'_2 = \sqrt{V\,V''_2} \text{ (moyenne géométrique)} \qquad (53)$$

et

$$S_M = \left(\frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{\sqrt{x}+y}{1+y}\right)^2 \qquad (54)$$

Pour les mêmes valeurs de x et de y, le circuit à un seul étage conduit à un facteur de stabilisation :

$$S = \frac{1}{\beta} - \frac{1-\beta}{\beta}\,\frac{x+y}{1+y} \qquad (55)$$

Remarquons que pour des valeurs de x assez voisines de l'unité, il n'y a pas grand intérêt à utiliser des circuits en cascade. En effet, soit :

$$x = 1 - \varepsilon$$

ε étant supposé petit, on a sensiblement :

$$\sqrt{x} = 1 - \frac{\varepsilon}{2}$$

Après substitution dans (54) et (55), on obtient:

$$S_M = \left(1 + \frac{1-\beta}{\beta(1+y)}\,\frac{\varepsilon}{2}\right)^2 = 1 + \frac{1-\beta}{\beta(1+y)}\,\varepsilon + \left(\frac{1-\beta}{\beta(1+y)}\right)^2\,\frac{\varepsilon^2}{4}$$

$$S = 1 + \frac{1-\beta}{\beta(1+y)}\,\varepsilon$$

On voit que S_M ne diffère de S que par un terme en ε^2.

Ainsi, par exemple, pour :

$$\begin{cases} \beta = 0{,}2 \\ x = 0{,}6 \ (\varepsilon = 0{,}4) \\ y = 0{,}2 \end{cases}$$

on trouve :

$$S_M = 1 + 3{,}33 \times 0{,}4 + 11{,}1 \frac{0{,}16}{4} = 2{,}33 + 0{,}4$$

$$S = 1 + 3{,}33 \times 0{,}4 = 2{,}33$$

La stabilisation de tensions continues au moyen de varistances trouve de nombreuses applications dans les récepteurs de télévision :

- Stabilisation de la tension d'alimentation du générateur de dents de scie de la base de temps image
- Stabilisation de la tension de la grille d'accélération du tube image (V_{g2}).
- Stabilisation des tensions de cathode et de grille de commande du tube image.

III. OBTENTION D'UNE TENSION CONTINUE A PARTIR D'UNE TENSION PERIODIQUE DE FORME ASYMETRIQUE ET DE VALEUR MOYENNE NULLE

Considérons le circuit de la figure 13 et supposon qu'à l'instant $t = 0$ on lui applique une tension périodique :

$$v = v(t) \qquad (56)$$

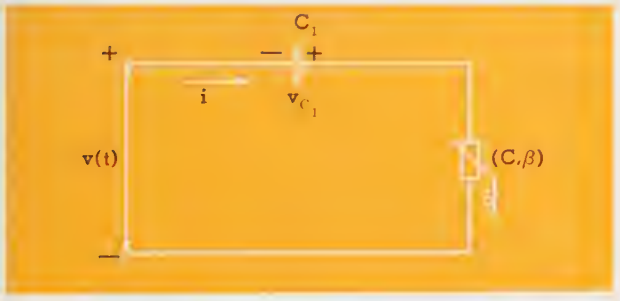


Fig. 13

ayant une forme d'onde telle qu'indiquée à la figure 14.

On voit que, dans l'exemple choisi, l'impulsion de durée T_1 est positive et que l'impulsion de durée T_2 est négative. Nous désignerons par V_1, i et V'_2, i' les valeurs absolues de la tension et du courant correspondant respectivement aux impulsions positives et négatives.

La valeur moyenne de v(t) étant nulle, on a :

$$\frac{V_1}{V'_2} = \frac{T_2}{T_1} \qquad (57)$$

De plus, nous supposerons :

$$V_1 > V'_2$$

Si l'on admet qu'à l'instant initial $t = 0$, la différence de potentiel entre les armatures du condensateur C_1 est nulle, le courant i parcourant le circuit durant l'intervalle de temps T_1 est donné par :

$$\frac{1}{C_1}\int_0^t i\,dt + C\,i^{\beta} = v(t) \quad (0 < t < T_1) \qquad (58)$$

En négligeant la tension v_{C_1} qui apparaît aux bornes du condensateur C_1, dont la capacité est supposée grande, on trouve

$$C i^{\beta} = v(t)$$

c'est-à-dire

$$i = \left(\frac{V_1}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}}$$

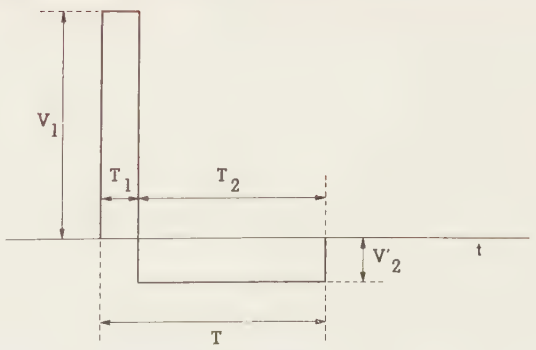


Fig. 14

De même, durant l'intervalle de temps T_2, on a :

$$i' = -\left(\frac{V_2'}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}}$$

Il en résulte qu'après la première période T, le condensateur C_1 a reçu une charge nette :

$$q = \left(\frac{V_1}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} T_1 - \left(\frac{V_2'}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} T_2$$

Cette charge crée, entre les armateurs de C_1, une différence de potentiel qui *s'oppose* à la tension V_1 ($V_1 > V'_2$).

Au bout d'un certain nombre de périodes, lorsque l'état de régime est atteint, la tension aux bornes du condensateur prend une valeur $-V_0$ (le signe — résulte de la convention du signe positif de la polarité adoptée à la figure 13) ; on trouve cette valeur en exprimant qu'à l'état de régime, la charge nette du condensateur C_1, durant une période T, est nulle. Il est aisé de montrer, par un raisonnement analogue au précédent, que cette condition est remplie si l'on a :

$$\left(\frac{V_1 - V_0}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} T_1 - \left(\frac{V_2' + V_0}{C}\right)^{\frac{1}{\beta}} T_2 = 0$$

d'où

$$V_0 = \frac{V_1 T_1^{\beta} - V_2' T_2^{\beta}}{T_1^{\beta} + T_2^{\beta}}$$

Or,

$$V_2' = \frac{T_1}{T_2} V_1$$

ce qui donne :

$$V_0 = \frac{V_1 T_1^{\beta} - V_1 \frac{T_1}{T_2} T_2^{\beta}}{T_1^{\beta} + T_2^{\beta}} = \frac{1 - \left(\frac{T_1}{T_2}\right)^{1-\beta}}{1 + \left(\frac{T_2}{T_1}\right)^{\beta}} V_1 \qquad (59)$$

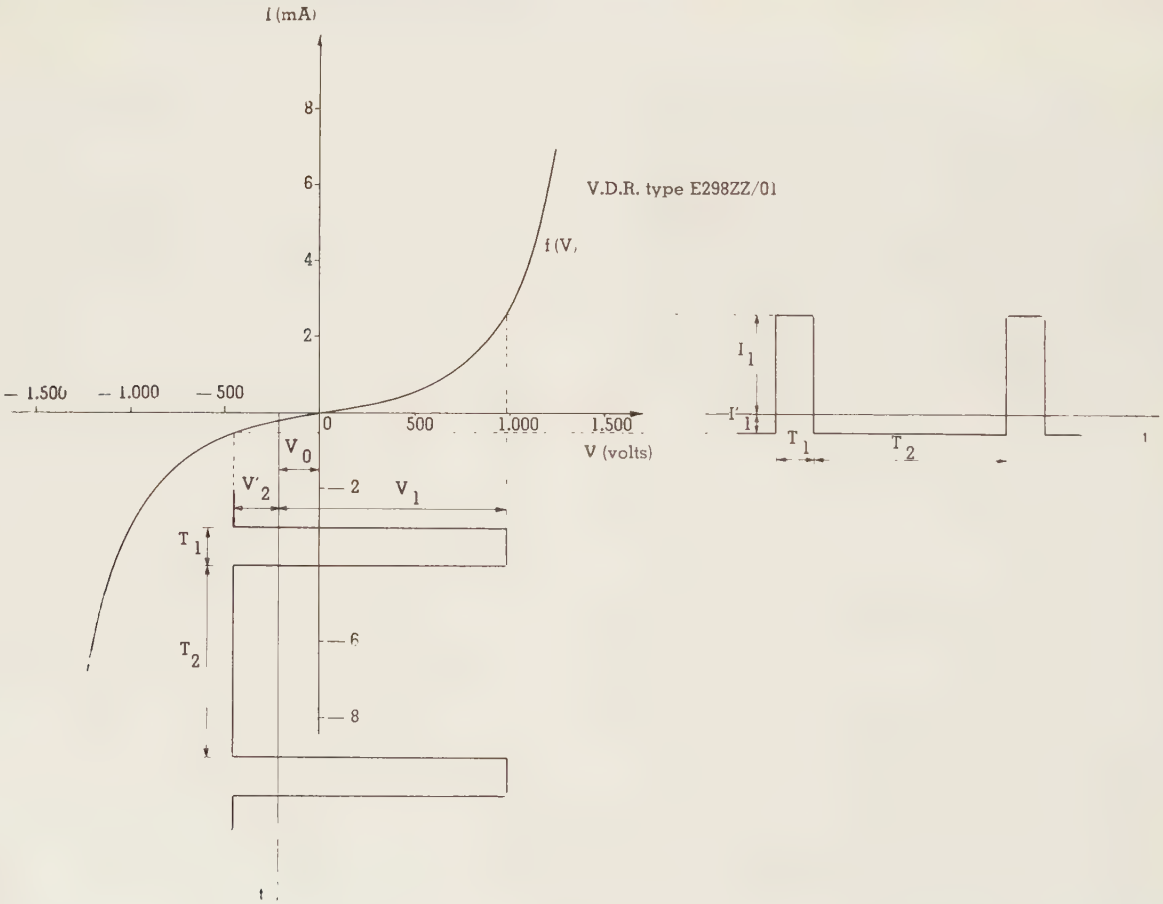


Fig. 15

Cette relation fait apparaître que, pour un rapport $\frac{T_1}{T_2}$ donné, la tension $-V_0$, aux bornes de C_1, est proportionnelle à V_1 ; on voit, de plus, que si la forme d'onde $v(t)$ est symétrique ($\frac{T_1}{T_2} = 1$), V_0 est égale à zéro.

Notons que la valeur de V_0, fournie par la formule (59), est légèrement supérieure à la valeur réelle, étant donné qu'aux faibles courants la tension aux bornes de la varistance est inférieure à la valeur théorique exprimée par (1) ou (2), (segment PQ, fig. 2).

Si l'on possède le relevé expérimental de la courbe caractéristique de la varistance :

$$I = f(V) \qquad (60)$$

(cette relation s'entend entre les valeurs absolues de I et de V), on peut déterminer graphiquement la valeur exacte de V_0, correspondant à une forme d'onde $v(t)$ quelconque, en procédant comme suit :

On place l'axe des t de (56) parallèlement à l'axe des I de (60), à une distance $-V_0$ telle que, après transposition de la courbe (56), au moyen de (60), en la courbe :

$$i = f[v(t) - V_0] \qquad (61)$$

on trouve :

$$\int_0^T i\,dt = 0 \qquad (62)$$

La figure 15 illustre l'application de ce procédé au cas où la forme d'onde $v(t)$ est rectangulaire et caractérisée par :

$$V_1 = 1.200 \text{ volts}$$

$$\frac{T_1}{T_2} = 0.2 \qquad (V'_2 = V_1 \frac{T_1}{T_2} = 240 \text{ volts})$$

On trouve

$$V_0 = 220 \text{ volts}$$

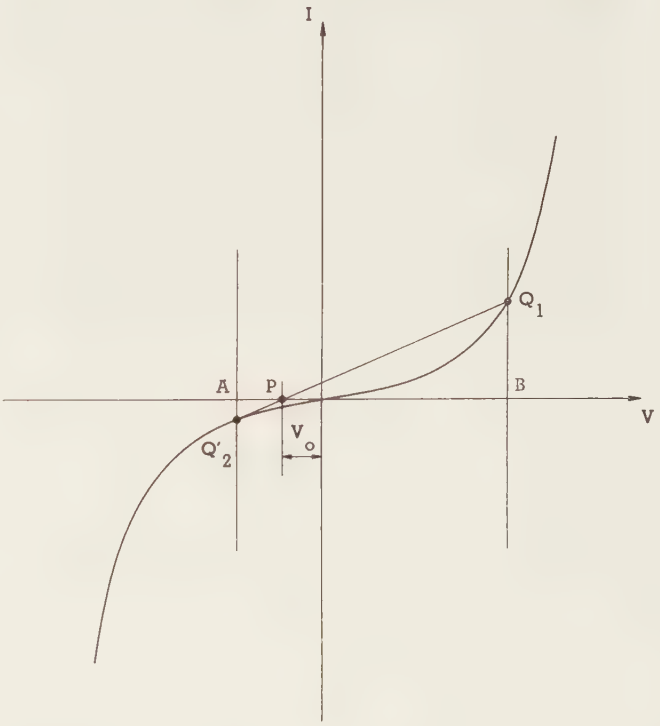
Remarquons que, lorsque la forme d'onde $v(t)$ est rectangulaire, la construction graphique peut être grandement simplifiée ; en effet (62) se ramène, dans ce cas, à :

$$\frac{f(V_1 - V_0)}{f(V'_2 + V_0)} = \frac{T_2}{T_1} \qquad (63)$$

On peut, par conséquent, trouver le point $-V_0$ de l'axe des V de (60) en faisant glisser, le long de cet axe, un segment de droite AB de longueur $V'_2 + V_1$ et partagé, par un point P, en deux tronçons AP et PB tel que :

$$\frac{AP}{PB} = \frac{T_1}{T_2}$$

Lorsque le segment AB occupe une position, pour laquelle le point P et les points d'intersection Q'_2 et Q_1 des verticales, passant respectivement par A et B, avec la courbe (60) se trouvent en ligne droite (fig. 16), l'abscisse du point P est égale à $-V_0$.



Détermination graphique de V_0 dans le cas d'une forme d'onde rectangulaire.

Fig. 16

En faisant suivre le circuit de la figure 13 d'un filtre approprié R_2, C_2 (fig. 17), on élimine la composante périodique $v(t)$ de la tension $v(t) - V_0$, existant aux bornes de la varistance, et l'on obtient la tension continue $-V_0$.

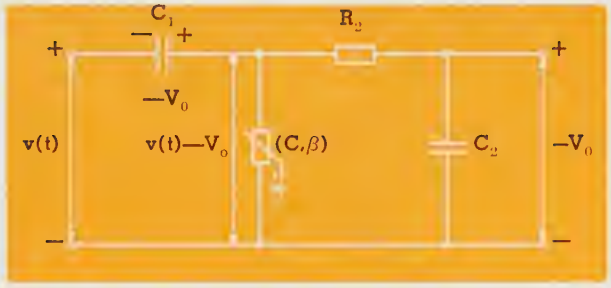


Fig. 17

Pour pouvoir modifier la tension $-V_0$, la tension $v(t)$ restant la même, on a parfois recours au circuit représenté à la figure 18.

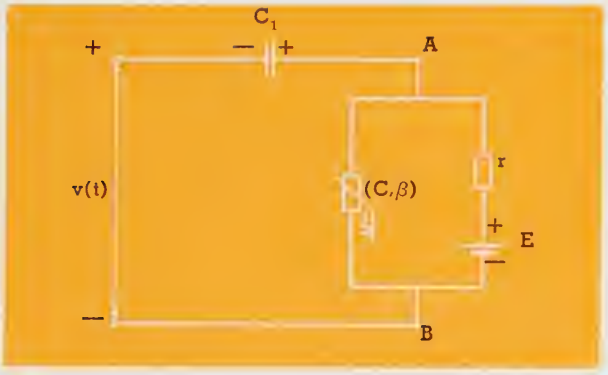


Fig. 18

Cherchons la courbe caractéristique tension—courant du dipôle AB.

Lorsque la tension V appliquée à ce dipôle est positive, le courant I qui le parcourt est donné, avec les notations de la figure 18, par :

$$I = f(V) + \frac{V - E}{r} \qquad (64)$$

Lorsque la tension appliquée est négative, on a :

$$I' = f(V') + \frac{V' + E}{r} \qquad (65)$$

I' et V' désignant les valeurs absolues du courant et de la tension.

Ces relations (64) et (65) montrent que, pour obtenir la caractéristique cherchée, on peut utiliser la méthode graphique indiquée à la figure 19.

Par un point M de la caractéristique (60), on mène une horizontale jusqu'à sa rencontre, en M_1, avec la verticale aa' d'abscisse E ; par M_1, on trace l'oblique faisant un angle θ avec l'axe des

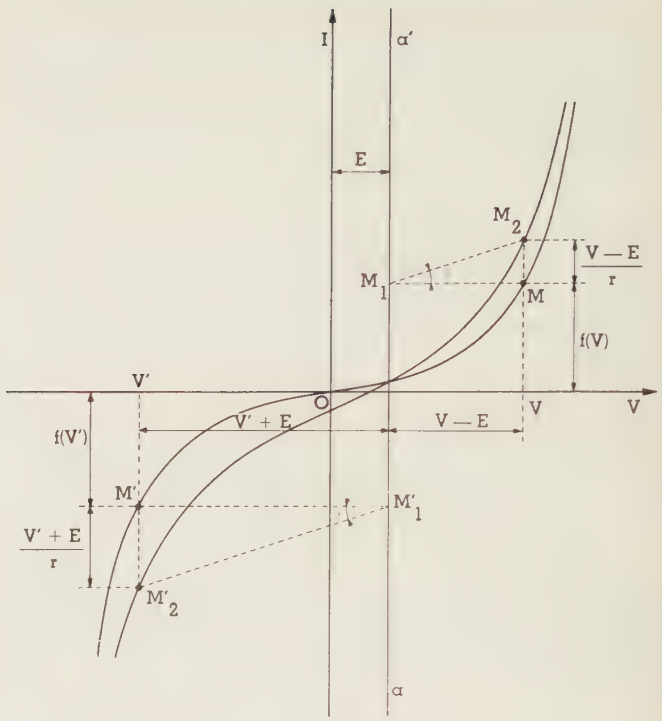


Fig. 19

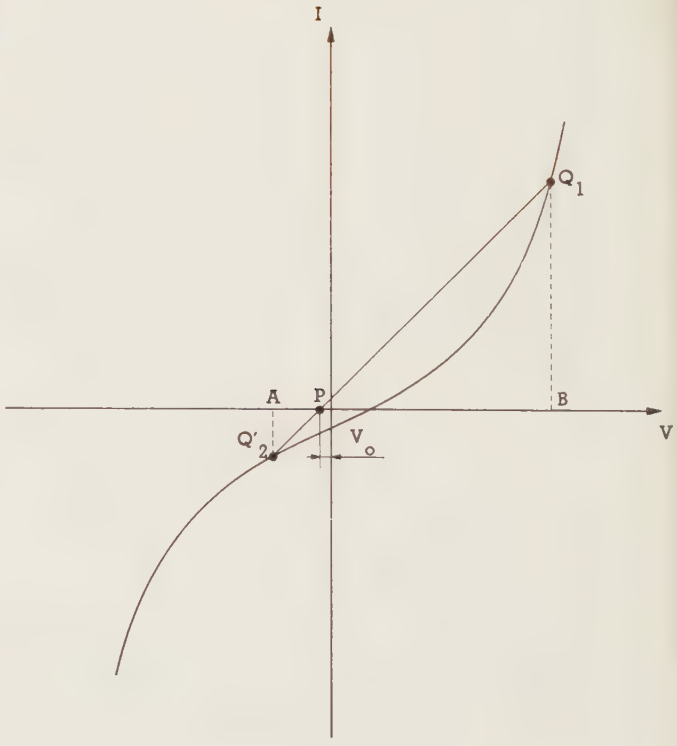


Fig. 20

V, la valeur de θ étant donnée par :

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{1}{r} \qquad (66)$$

Le point d'intersection M_2 de cette oblique avec la verticale passant par M est un point de la caractéristique cherchée.

Lorsque la forme d'onde v(t) est rectangulaire, la valeur de V_0 s'obtient par le procédé graphique simplifié de la figure 16. La figure 20 montre que cette valeur est inférieure à celle trouvée précédemment ; pour une tension E donnée, cette réduction est d'autant plus marquée que r est plus petit, ce qui fournit un moyen de réglage de V_0.

IV. STABILISATION DE L'ETAGE FINAL DE LA BASE DE TEMPS HORIZONTALE DANS LES RECEPTEURS DE TELEVISION

Avant de décrire le montage utilisé pour stabiliser l'étage final de la base de temps horizontale, rappelons sommairement comment fonctionne cet étage.

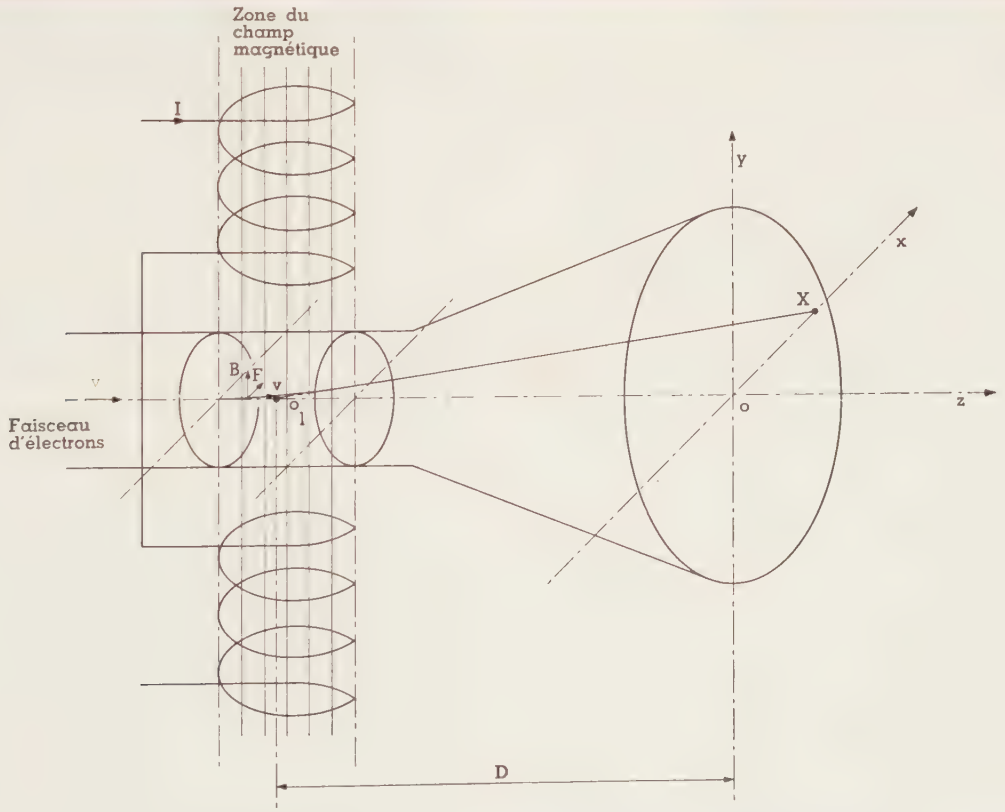
IV. 1. *Déflexion du faisceau électronique du tube cathodique.*

Dans les systèmes de déflexion électromagnétique, la déviation du faisceau d'électrons est obtenue en créant sur son trajet un champ magnétique dirigé normalement à un plan passant par l'axe du tube cathodique (fig. 21). Pour la déviation horizontale, ce plan est parallèle à la direction des lignes de l'image, pour la déviation verticale, il est perpendiculaire à cette direction.

Lorsque les électrons, après avoir acquis, sous l'effet de la tension d'accélération V_a, leur vitesse v, pénètrent dans la zone où règne le champ magnétique (induction B), ils y subissent la force de Laplace :

$$\vec{F} = -e\,(\vec{v} \times \vec{B})$$

qui les dévie normalement au plan v, B (fig. 21).



Déviation d'un faisceau d'électrons par un champ magnétique (déflexion horizontale)

Fig. 21

Quand les électrons quittent la zone du champ magnétique, leur trajectoire redevient rectiligne mais la droite qu'ils suivent est inclinée d'un certain angle α par rapport à l'axe o z du tube, axe que cette droite coupe en un point O_1 (fig. 21).

En désignant par D la distance du point O_1 à l'écran du tube et par X la déviation linéaire du spot, on a (pour un écran plan) :

$$X = D \operatorname{tg}\alpha \qquad (67)$$

ou, pour des faibles déviations angulaires, sensiblement :

$$X = D\alpha \qquad (68)$$

On démontre (*) qu'en première approximation (approximation de Gauss), pour une structure donnée du champ magnétique, la valeur de l'angle α est proportionnelle à l'intensité de l'induction B et inversement proportionnelle à la racine carrée de la valeur de la tension accélératrice V_a. Comme, d'autre part, on peut admettre qu'en raison de l'importance du trajet du flux magnétique dans l'air, l'intensité de B est proportionnelle à l'intensité du courant I traversant la bobine de déflexion, on peut écrire :

$$\alpha = K \frac{I}{\sqrt{V_a}} \qquad (69)$$

ce qui donne, en vertu de (68) :

$$X = K' \frac{I}{\sqrt{V_a}} \qquad (70)$$

IV. 2. *Etude élémentaire de la base de temps horizontale (circuit théorique).*

Dans les récepteurs de télévision modernes, la base de temps horizontale comporte un transformateur « lignes » qui remplit la double fonction suivante :

— Il fournit à la bobine de déflexion le courant nécessaire pour produire les déviations voulues du spot de l'image, à savoir :

  a) déplacement, à vitesse constante, du spot, pendant la durée τ_s du balayage (scanning),

  b) retour du spot, après balayage, à sa position initiale, pendant le temps τ_f (fly-back).

— Il délivre, après redressement, la haute tension V_a (T.H.T.) d'accélération des électrons ; il assure également le chauffage de la redresseuse.

Examinons d'abord comment s'effectue l'alimentation de la bobine de déflexion.

Le schéma de principe est représenté à la figure 22.

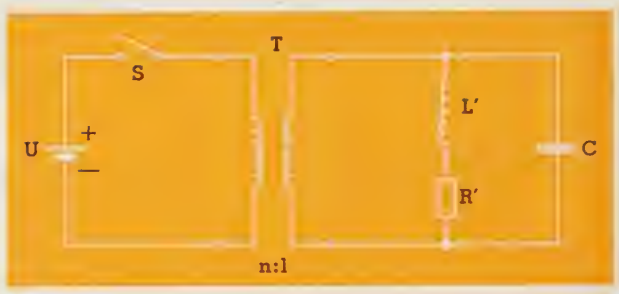


Schéma de principe du circuit de la base de temps horizontale.

Fig. 22

Le primaire du transformateur « lignes » T est branché périodiquement sur une source de tension continue U, par l'intermédiaire d'une clef S ; S est fermée pendant le temps τ_s (phase τ_s) et ouverte pendant le temps τ_f (phase τ_f). Le secondaire du transformateur T alimente la bobine de déflexion L', R' et la capacité C(*) qui la shunte.

Pour simplifier l'étude du fonctionnement de ce circuit, nous admettrons que les selfs de fuite et les résistances des enroulements du transformateur sont nulles.

Phase τ_s.

Si l'on suppose que, durant la phase τ_s, les pertes, par courant de Foucault, dans le transformateur T sont également nulles, ce transformateur équivaut, comme on sait, au quadripôle de la figure 23 où T' désigne un transformateur idéal et L'' la self (idéale) de magnétisation ramenée au secondaire.

(*) R. Bodart — Les systèmes déviateurs magnétiques à double symétrie et leurs aberrations — Revue M.B.L.E, I (2e partie), 3 (avril 1958), pp. 86-111.

(*) ne pas confondre la capacité C avec le coefficient C de la formule (1).

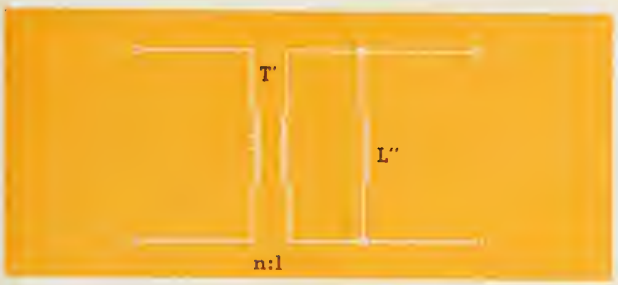


Fig. 23

En introduisant ce quadripôle dans le schéma de la figure 22 et en omettant le transformateur T', on peut remplacer ce schéma, durant la phase τ_s, par celui de la figure 24.

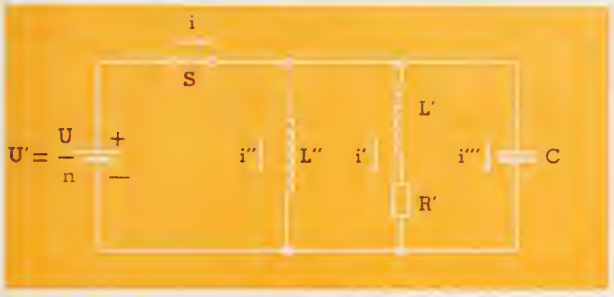


Schéma équivalent pour la phase τ_s.

Fig. 24

Sur cette figure, le courant i est le courant primaire du transformateur T, ramené au secondaire du transformateur idéal.

Ecrivons les équations régissant les variations des courants i', i'', i''', durant la phase τ_s : $0 < t < \tau_s$.

En négligeant la résistance R' de la bobine de déflexion et en supposant qu'à l'instant initial $t = 0$, la différence de potentiel entre les armatures du condensateur C est égale à U', on trouve, d'après la figure 24 :

$$L' \frac{di'}{dt} = U' \qquad (71)$$

$$L'' \frac{di''}{dt} = U' \qquad (72)$$

$$i''' = 0 \qquad (73)$$

d'où

$$i' = \frac{U'}{L'} t + i'_1 \qquad (74)$$

$$i'' = \frac{U'}{L''} t + i''_1 \qquad (75)$$

i'_1 et i''_1 étant respectivement les valeurs initiales de i' et de i''.

Posons :

$$i = i' + i'' \qquad (76)$$

et

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L'} + \frac{1}{L''} \qquad (77)$$

De (71) et (72), on tire :

$$L \frac{di}{dt} = U' \qquad (78)$$

ce qui donne :

$$i = \frac{U'}{L} t + i_1 \quad \text{(fig. 25,a)} \qquad (79)$$

avec

$$i_1 = i'_1 + i''_1 \qquad (80)$$

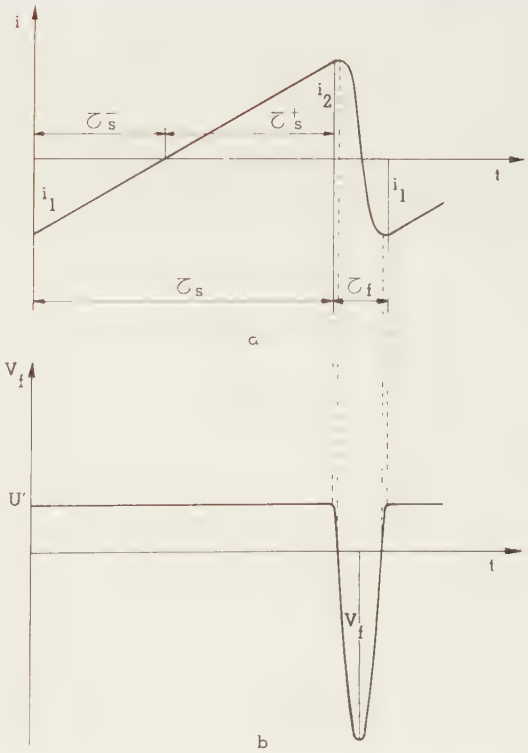


Fig. 25

Les valeurs finales de i', i'' et i ($t' = \tau_s$) sont, en vertu de (74), (75) et (79) :

$$i'_2 = \frac{U'}{L'}\tau_s + i'_1 \qquad (81)$$

$$i''_2 = \frac{U'}{L''}\tau_s + i''_1 \qquad (82)$$

$$i_2 = \frac{U'}{L}\tau_s + i_1 \qquad (83)$$

Phase τ_f .

Nous admettrons que, durant la phase τ_f, les pertes par courant de Foucault dans le transformateur T et la bobine de déflexion, et les puissances prélevées par le chauffage de la redresseuse et par le circuit de haute tension V_a (facteurs supposés négligeables durant la phase τ_s) interviennent, dans le fonctionnement du circuit de la figure 22, de la même manière qu'une résistance R branchée aux bornes du secondaire du transformateur T. Dans ces conditions, on peut remplacer, durant la phase τ_f, le schéma initial (fig. 22) par celui de la figure 26.

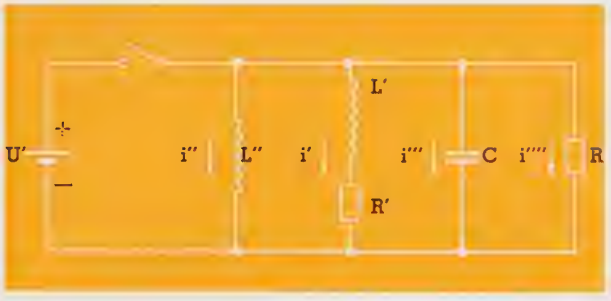


Schéma équivalent pour la phase τ_f .

Fig. 26.

Avec les notations de la figure et en négligeant encore R', on trouve :

$$L' \frac{di'}{dt} = R\, i'''' \qquad (84)$$

$$L'' \frac{di''}{dt} = R\, i'''' \qquad (85)$$

$$U' + \frac{1}{C}\int_{\tau_s}^{t} i'''\, dt = R\, i'''' \quad \text{ou} \quad \frac{i'''}{C} = R\,\frac{di''''}{dt} \qquad (86)$$

$$i' + i'' + i''' + i'''' = 0 \qquad (87)$$

En éliminant i''' entre (86) et (87), on obtient :

$$-\frac{i' + i'' + i''''}{C} = R\frac{di''''}{dt} \qquad (88)$$

Mais, d'après la définition de i :

$$i = i' + i'' \qquad (76)$$

on a, compte tenu de (77), (84) et (85) :

$$L\frac{di}{dt} = R\, i'''' \qquad (89)$$

En remplaçant, dans (88), $i' + i''$ par i, et i'''' et $\frac{di''''}{dt}$ par leurs expressions tirées de (89), on arrive à l'équation :

$$\frac{d^2i}{dt^2} + \frac{1}{RC}\frac{di}{dt} + \frac{1}{LC} = 0 \qquad (90)$$

dont la solution générale est :

$$i = i_0\, e^{-\alpha t'}\frac{\cos(\omega t' - \varphi)}{\cos\varphi} \qquad (91)$$

avec

$$t' = t - \tau_s$$

$$\alpha = \frac{1}{2RC}$$

$$\omega = \omega_0\sqrt{1 - \frac{\alpha^2}{\omega_0^2}} \qquad (92)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Les constantes d'intégration i_0 et φ se déterminent par les conditions initiales :

$$(i)_{t'=0} = i_2 \text{ (valeur de i à la fin de la phase } \tau_s) \qquad (93)$$

$$\left(L\frac{di}{dt}\right)_{t'=0} = U' \text{ [en vertu de (78)]} \qquad (94)$$

La condition (93) donne :

$$i_0 = i_2 \qquad (95)$$

et l'on a :

$$i = i_2\, e^{-\alpha t'}\frac{\cos(\omega t' - \varphi)}{\cos\varphi} \text{ (fig. 25a)} \qquad (96)$$

Pour nous servir de la condition (94), calculons $\frac{di}{dt}$; on trouve :

$$\frac{di}{dt} = i_2\, e^{-\alpha t'}\left[-\alpha\frac{\cos(\omega t' - \varphi)}{\cos\varphi} - \omega\frac{\sin(\omega t' - \varphi)}{\cos\varphi}\right] \qquad (97)$$

ce qui donne :

$$\left(\frac{di}{dt}\right)_{t'=o} = i_2(-\alpha + \omega \operatorname{tg}\varphi)$$

d'où, en vertu de la condition (94) :

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{U'}{\omega L i_2} + \frac{\alpha}{\omega} \qquad (98)$$

Dans l'étude de la phase τ_s, nous avons admis qu'à l'instant initial, la différence de potentiel entre les armatures du condensateur C était égale à U' ; il faut donc, une fois le régime périodique établi, qu'il en soit de même à la fin de la phase τ_f, c'est-à-dire que l'on ait :

$$\left(L\frac{di}{dt}\right)_{t'=\tau_f} = U' \quad \text{(fig. 25,a)}$$

ou, compte tenu de (97), que l'on ait :

$$e^{-\alpha\tau_f}\left[-\alpha\frac{\cos(\omega\tau_f - \varphi)}{\cos\varphi} - \omega\frac{\sin(\omega\tau_f - \varphi)}{\cos\varphi}\right] = \frac{U'}{Li_2} \qquad (99)$$

On peut montrer que la valeur de τ_f, satisfaisant à cette relation, est donnée approximativement par :

$$\omega\tau_f = \pi + 2\varphi - 2\frac{\alpha}{\omega} \qquad (100)$$

d'où, en vertu de (98) et en assimilant $\operatorname{tg}\varphi$ à φ :

$$\omega\tau_f = \pi + \frac{2U'}{\omega L i_2} \qquad (101)$$

A la fin de la phase $\tau_f (t'=\tau_f)$, la valeur de i vaut, d'après (96) et compte tenu de (100) où l'on néglige le terme $-\frac{2\alpha}{\omega}$ (*) :

$$-i_2 e^{-\alpha\tau_1}$$

valeur qui, en régime, doit être égale à i_1 ; on a donc :

$$i_1 = -i_2 e^{-\alpha\tau_1} \qquad (102)$$

En éliminant i_1 entre (83) et (102), on trouve :

$$i_2 = \frac{U'}{L}\frac{\tau_2}{1 + e^{-\alpha\tau_1}} \qquad (103)$$

(*) Remarquons que l'on a :

$$\frac{\alpha}{\omega} \approx \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{1}{2RC\omega_0} = \frac{\omega_0 L}{2R} = \frac{1}{2Q}$$

Q étant le facteur de qualité du circuit.

ce qui donne :

$$i_1 = -\frac{U'}{L}\frac{e^{-\alpha\tau_f}}{1 + e^{-\alpha\tau_f}}\tau_s \qquad (104)$$

Les relations (79), (96), (103), (104) déterminent complètement le courant i, *somme* de i' et de i''.

Pour trouver i', remarquons d'abord que, durant toute la période τ, on a :

$$R'i' + L'\frac{di'}{dt} = L''\frac{di''}{dt}$$

En intégrant les deux membres de cette relation, de t = o à t = τ, on trouve :

$$R'\int_0^\tau i'dt + L'(i'_1 - i'_1) = L''(i''_1 - i''_1)$$

c'est-à-dire (si petit que soit R') :

$$\int_0^\tau i'dt = 0 \qquad (105)$$

résultat évident car un transformateur ne peut transmettre de composante continue.

La relation (105) permet de déterminer le rapport $\frac{i'_1}{i'_2}$.

En effet, en négligeant R', on a, durant toute la période τ :

$$L'\frac{di'}{dt} = L\frac{di}{dt}$$

d'où

$$i' - i'_1 = \frac{L}{L'}(i - i_1)$$

ou, compte tenu de (81) :

$$i' = \frac{i'_1 + i'_2}{2} + \frac{i'_1 - i'_2}{2} - \frac{L(i - i_1)}{U'\tau_s}(i'_1 - i'_2)$$

En annulant l'intégrale du second membre, on obtient :

$$i'_1 + i'_2 + a(i'_1 - i'_2) = 0$$

avec

$$a = 1 - \frac{2L}{U'\tau_s\tau}\int_0^\tau (i - i_1)dt \qquad (106)$$

d'où

$$\frac{i_1}{i'_2} = -\frac{1 - a}{1 + a}$$

Le calcul montre que, pour des valeurs courantes de $\frac{\tau_f}{\tau_s}$ et pour $Q > 10$, on peut négliger a devant l'unité de sorte que l'on a :

$$i'_1 = -i'_2 \qquad (107)$$

Par conséquent, la déviation horizontale du spot est symétrique par rapport à l'axe vertical de l'écran.

En rapprochant (107) de (81), il vient :

$$i'_2 = -i'_1 = \frac{U'}{L'}\frac{\tau_s}{2} = kU' \qquad (108)$$

Passons maintenant à la détermination de la haute tension V_a.

Celle-ci est obtenue en redressant la tension induite, durant la phase τ_f, dans l'enroulement T.H.T. du transformateur T (fig. 31).

A vide, la valeur de la tension V_a est sensiblement égale à la valeur de la tension de pointe induite dans l'enroulement T.H.T. Cette dernière étant proportionnelle à la tension de pointe $\hat{V}_f$ aux bornes de L, il en est de même de V_a et l'on peut écrire :

$$V_a = k'\hat{V}_f \qquad (109)$$

Remarque : En réalité, la forme d'onde de la tension induite dans l'enroulement T.H.T. diffère de celle de la tension V_f aux bornes de L.

Si l'hypothèse des selfs de fuite négligeables est admissible en ce qui concerne l'enroulement primaire du transformateur T et l'enroulement secondaire alimentant la bobine de déflexion, il n'en est pas de même lorsqu'il s'agit de l'enroulement secondaire T.H.T., en raison d'une dispersion notable du flux magnétique.

La self de fuite qui en résulte, associée aux diverses capacités fixes et réparties, donne naissance à une oscillation parasite dont la pulsation est sensiblement triple (3e harmonique) de ω (92).

Sous l'effet de cette oscillation, la tension de pointe $\hat{V}_f$ est réduite tandis que la tension de pointe T.H.T. est accrue (*).

L'étude détaillée de cette question sort du cadre de la présente note.

(*) Voir à ce sujet : T. Murakami. Ringing in Horizontal-Deflection and High-Voltage Television Circuits. — RCA Rec., XXI, 1, March 1960, pp. 17-44.

Cherchons la valeur de $\hat{V}_f$.

La tension :

$$V_f = L\frac{di}{dt} \qquad (110)$$

aux bornes de L, se présente comme indiqué à la figure 25,b.

On peut montrer que l'instant t'_m auquel cette tension passe par un minimum (maximum de la valeur absolue) est donné approximativement par :

$$\omega t'_m = \frac{\pi}{2} + \varphi \qquad (111)$$

ou, compte tenu de (100), sensiblement par :

$$t'_m = \frac{\tau_f}{2} \qquad (112)$$

En remplaçant, dans (97), $\omega t'$ par $\frac{\pi}{2} + \varphi$ et $\alpha t'$ par $\alpha\frac{\tau_f}{2}$, et en substituant, dans (110), $\frac{di}{dt}$ par la valeur ainsi obtenue, on trouve, en prenant $\cos\varphi \approx 1$:

$$\hat{V}_f = -\omega L i_2 e^{-\alpha\frac{\tau_f}{2}} \qquad (113)$$

ce qui donne, en vertu de (103) :

$$\hat{V}_f = -\omega U'\frac{e^{-\alpha\frac{\tau_f}{2}}}{1+e^{-\alpha\tau_f}}\tau_s \approx -\frac{\omega\tau_f}{2}\frac{\tau_s}{\tau_f}U' \qquad (114)$$

Explicitons la valeur de $\omega\tau_f$. En éliminant $\frac{U'}{Li_2}$ entre (101) et (103), on a :

$$\omega\tau_f = \pi + \frac{2(1+e^{-\alpha\tau_f})}{\omega\tau_s} \approx \pi + \frac{4}{\omega\tau_f}\frac{\tau_f}{\tau_s}$$

Si on assimile, dans le second membre de cette relation, $\omega\tau_f$ à π [voir (96)], on obtient :

$$\omega\tau_f = \pi + \frac{4}{\pi}\frac{p}{1-p} \qquad (115)$$

avec

$$p = \frac{\tau_f}{\tau} \qquad (116)$$

ce qui permet d'écrire (114) sous la forme :

$$\hat{V}_f = -\left(\frac{\pi}{2}\frac{1-p}{p} + \frac{2}{\pi}\right)U' = -k''U' \qquad (117)$$

En rapprochant cette relation de (109), on a :

$$V_a = k'''U' \qquad (118)$$

On voit ainsi, d'après (108) et (118) qu'aussi bien les amplitudes i'_1 et i'_2 du courant i' traversant la bobine de déflexion que la valeur de la haute tension V_a sont, avec les approximations admises, proportionnelles à U'. En vertu de (70), (108) et (118), on obtient :

$$X = K'\frac{kU'}{\sqrt{k'''U'}} = K''\sqrt{U'} = K'''\sqrt{U} \quad (119)$$

Cette formule montre que la largeur de l'image varie comme la racine carrée de la valeur de la tension U de la source d'alimentation.

Calculons la quantité moyenne d'électricité q que celle-ci fournit, au cours d'une période τ, au transformateur T. On a, compte tenu du rapport n : 1 de transformation :

$$q = \frac{1}{n}\int_0^{\tau_s} i\,dt = \frac{U'}{nL}\,\frac{1 - e^{-\alpha\tau_f}}{1 + e^{-\alpha\tau_f}}\,\frac{\tau_s^2}{2} \quad (120)$$

On constate, d'après cette relation, que, lorsque le circuit est dépourvu de pertes ($\alpha = 0$), q est égal à zéro et l'on pourrait, dans ce cas idéal, remplacer la source d'alimentation par un condensateur. La capacité de ce condensateur devrait, bien entendu, avoir une valeur suffisante pour que les fluctuations de la tension U, au cours de la période τ, soient faibles.

IV. 3. *Circuit pratique élémentaire de la base de temps horizontale.*

Le cas idéal dont on vient de parler ne se rencontre évidemment jamais en pratique. Cependant, même dans les cas réels, on peut utiliser, comme source de tension continue, un condensateur, à condition de lui fournir, par un circuit auxiliaire approprié, la quantité d'électricité q compensant exactement celle qu'il délivre, à chaque période τ, au transformateur T.

De plus, un circuit destiné à un récepteur de télévision ne peut comporter aucune clef mécanique ; ce circuit doit être entièrement électronique.

Le circuit pratique élémentaire de la base de temps horizontale est schématisé à la figure 27,a.

Le transformateur T' (idéal) comporte une prise intermédiaire (les rapports de transformation à considérer sont : $n_1 : 1$, $n_2 : 1$, $n_1 : n_2 - n_1$).

L'' représente, comme précédemment, la self de magnétisation de T'', ramenée au secondaire.

D est une diode dont la résistance est supposée, pour simplifier, nulle dans le sens passant et infinie dans le sens bloquant.

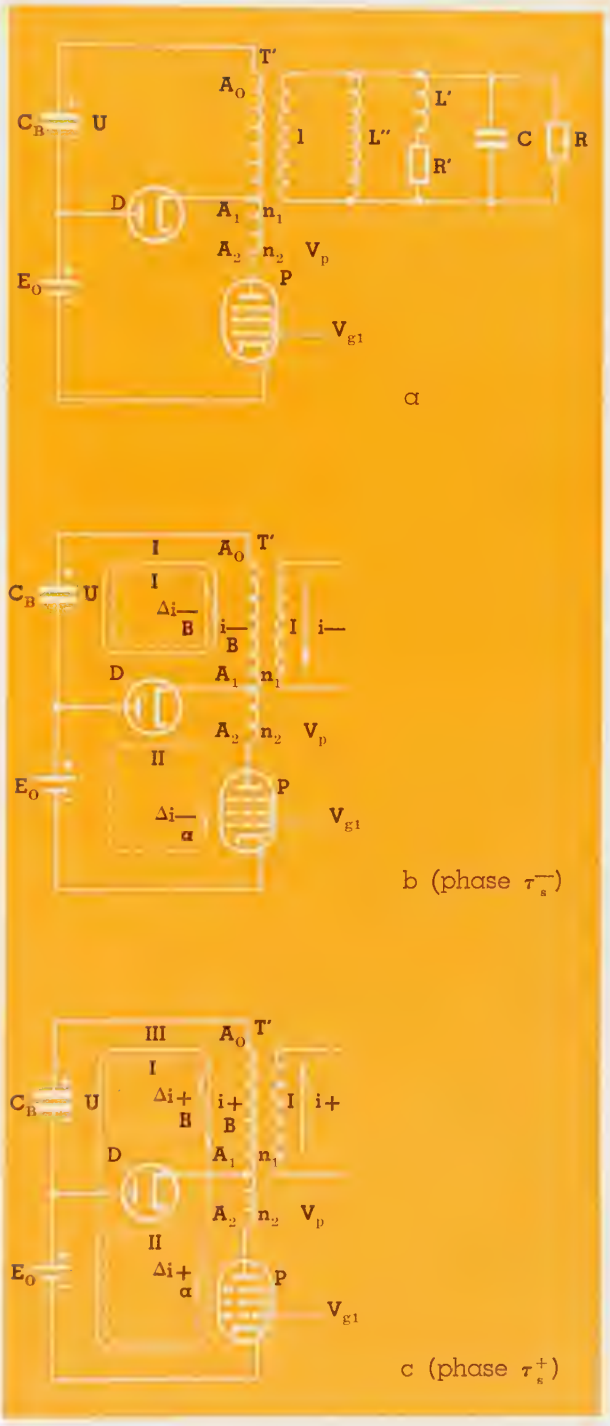


Schéma du circuit pratique élémentaire de la base de temps horizontale.

Fig. 27

La pentode P est commandée par la tension V_{g1} de la grille de commande, le courant d'anode i_a ayant l'allure indiquée à la figure 28.

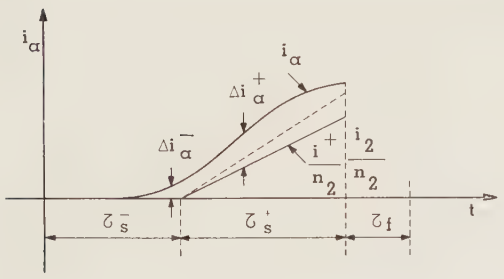


Fig. 28

U est la différence de potentiel entre les armatures du condensateur C_B, lorsque le régime périodique est établi.

Nous distinguerons, dans le circuit envisagé, les trois boucles suivantes (fig. 27) :

— Boucle I : C_B , D , enroulement A_0A_1 .

— Boucle II : E_0 , D , enroulement A_1A_2 , P .

— Boucle III : E_0 , C_B , enroulement A_0A_2 , P .

Voici comment fonctionne cette base de temps.

Phase τ_s .

Nous diviserons τ_s en deux intervalles consécutifs (fig. 25,a) :

— τ_s^- pendant lequel le courant i a une valeur négative ; nous désignerons sa valeur absolue par i^-.

— τ_s^+ pendant lequel le courant i a une valeur positive, désignée par i^+.

a) *Phase* τ_s^- (fig. 27,b)

Durant cette phase, le courant i^- fait circuler dans la boucle I, dans le sens passant de la diode D , un courant :

$$i_B^- = \frac{i^-}{n_1}$$

(i_B^- est maximum au début de la phase τ_s^-)

La résistance de la diode D étant supposée nulle, la tension aux bornes de l'enroulement A_0A_1 est égale à U.

Le courant i_a , dont la valeur, au cours de la phase τ_s^-, sera désignée par Δi_a^- (fig. 28), circulant dans la boucle II , engendre, dans la boucle I , le courant

$$\Delta i_B^- = \frac{n_2 - n_1}{n_1} \Delta i_a^-$$

Le sens des courants i_B^- et Δi_B^- sont tels que ces courants chargent le condensateur C_B . Le courant de charge total i_c vaut donc :

$$i_c = \frac{i^-}{n_1} + \frac{n_2 - n_1}{n_1} \Delta i_a^- \qquad (121)$$

b) *Phase* τ_s^+ (fig. 27,c)

Dans cette phase, le courant i_B^+ , engendré par le courant i^+ , ne peut circuler dans la boucle I car il devrait le faire dans le sens bloquant de la diode. Pour qu'il puisse emprunter la boucle III , il faut que la tension de commande V_{g1} de la pentode P permette le passage d'un courant i_a (fig. 28) de valeur au moins égale à :

$$i_B^- = \frac{i^-}{n_2}$$

L'excédent :

$$\Delta i_a^+ = i_a - i_B^+ = i_a - \frac{i^-}{n_2} \qquad (122)$$

engendre, tout comme précédemment, dans la boucle I , le courant :

$$\Delta i_B^+ = \frac{n_2 - n_1}{n_1} \Delta i_a^+$$

qui circule dans le sens passant de la diode, de sorte que la tension aux bornes de l'enroulement A_0A_1 est toujours égale à U.

Durant la phase τ_s^+, le courant i_B^+ décharge le condensateur C_B tandis que Δi_B^+ le charge. Le courant net i_d de décharge vaut donc :

$$i_d = \frac{i^+}{n_2} - \frac{n_2 - n_1}{n_1} \Delta i_a^+ \qquad (123)$$

Les relations (121) et (123) conduisent à l'expression suivante de la charge nette q reçue par le condensateur C_B, durant la phase τ_s :

$$q = \int_0^{\tau_s^-} i_c \, dt - \int_{\tau_s^-}^{\tau} i_d \, dt$$

ou

$$q = \frac{1}{n_1}\left[\int_0^{\tau_s^-} i^- \, dt - \frac{n_1}{n_2}\int_{\tau_s^-}^{\tau} i^- \, dt\right] + \frac{n_2 - n_1}{n_1}\left[\int_0^{\tau_s^-} \Delta i_a^- \, dt + \int_{\tau_s^-}^{\tau} \Delta i_a^+ \, dt\right] \qquad (124)$$

Le régime périodique est établi lorsque la tension U, aux bornes de C_B, atteint une valeur à laquelle correspond un courant i qui annule le second membre de (124). Comme le montre cette formule, le courant i et, par conséquent, la tension U de régime dépendent du rapport $\frac{n_1}{n_2}$ et du courant i_a de la pentode, ce dernier intervenant par ses excédents Δi_a^- et Δi_a^+.

Phase τ_f

Dans cette phase, la tension V_{g1} de la grille de commande est telle qu'aucun courant ne peut traverser la pentode P. Le courant i_B^+ ne pouvant passer ni dans la boucle I ni dans la boucle III, on se trouve dans des conditions correspondant à l'ouverture de la clef S du circuit théorique de la figure 22, et le courant i^+ charge le condensateur C.

IV. 4. *Stabilisation de la largeur d'image.*

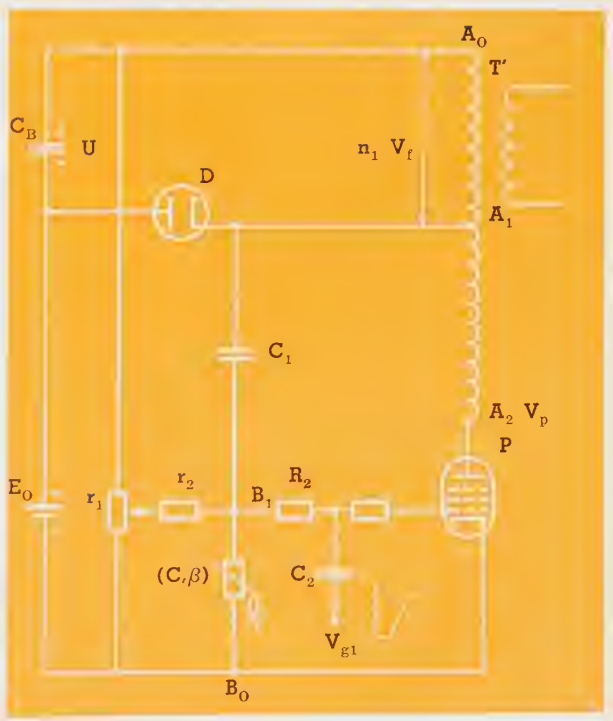
Supposons que, pour une cause quelconque (variation de la tension du secteur, par exemple), le second membre de l'équation (124) cesse d'être nul, pour devenir positif. Il va en résulter un accroissement de la tension U qui, à son tour, va entraîner une augmentation des courants i^- et i^+ ceux-ci étant proportionnels à U', c'est-à-dire à U [voir (103) et (104)].

Mais, d'après (122), si le courant i_a de la pentode P reste inchangé, l'augmentation de i^+ réduit Δi_a^+ (la nouvelle position de la droite $\frac{i^+}{n_2}$ est indiquée en pointillé à la figure 28); cette réduction provoque, d'après (124), celle de q, et elle se poursuit jusqu'au moment où la tension U atteint une nouvelle valeur (supérieure à la valeur initiale) pour laquelle la quantité d'électricité q redevient nulle.

Comme la largeur X de l'image est proportionnelle à $\sqrt{U}$, l'augmentation de U se traduit par un élargissement de l'image. C'est l'inverse qui se produit lorsque la tension U diminue.

Pour rendre la largeur de l'image indépendante des variations de certains facteurs dont elle dépend (tension du secteur, températures du transformateur et de la bobine de déflexion, âge des tubes), on munit le circuit de la figure 27,a d'un dispositif de stabilisation qui maintient la tension U constante en ajustant automatiquement la tension de polarisation de la grille de commande de la pentode P, de manière que, malgré les variations survenues, le second membre de (124) reste nul pour la valeur choisie de U.

Grâce aux résistances VDR et, notamment, au montage étudié en III, un tel dispositif peut être réalisé d'une manière simple, comme le montre la figure 29.



Circuit de stabilisation de la base de temps horizontale.

Fig. 29

Son fonctionnement est le suivant.

Le courant, que la tension périodique asymétrique $n_1 V_f$ (fig. 25,b), aux bornes de l'enroulement A_0A_1, fait passer dans le circuit, formé par C_1, (C,β), E_0, C_B, engendre, aux bornes B_1, B_0 de la varistance, une tension périodique qui, après filtrage par R_2C_2, fournit une tension continue $-V_0$ de polarisation de la grille de commande du tube P. La tension $n_1\hat{V}_f$ joue ici le rôle de V_1 (fig. 14) (le potentiel de A_1 est positif par rapport à A_0 à la pointe de tension) et l'ensemble E_0, C_B, r_1, r_2, le rôle de la branche E,r du circuit de la figure 18.

Lorsque, pour une cause quelconque (variation de la tension du secteur), la tension U tend à augmenter, il en est de même, en vertu de (116), de $\hat{V}_f$, ce qui entraîne, comme nous l'avons vu en III, une augmentation de V_0, et, par conséquent, la polarisation de la grille de commande du tube P devient plus négative. Une réduction de Δi_a en résulte de sorte que, dans le nouvel état de régime qui s'établit, la tension U s'écarte peu de sa valeur initiale.

Remarques.

1. En se reportant à la figure 27,a, on voit que, pendant la phase τ_s (durant laquelle la diode D est passante), la tension de plaque V_p de la pentode P est donné par :

$$V_p = E_0 - \frac{n_2 - n_1}{n_1} U \qquad (125)$$

Afin de réduire la dissipation de la pentode, on a intérêt à rendre cette tension aussi faible que possible. Toutefois, on est limité dans cette voie par le coude que présente la caractéristique de la pentode (fig. 30) : pour des tensions de plaque inférieures à celle correspondant à ce coude, le courant de plaque diminue très rapidement avec la tension. Il faut donc adopter pour la tension V_p une valeur optimum. Dans le choix de cette valeur, il y a lieu de tenir compte du vieillissement de la pentode et des variations éventuelles des tensions E_0 et U.

2. Nous avons vu, d'après (107), que le courant i'_2 vaut $\frac{U'}{L'}\frac{\tau_s}{2}$. Dès lors, pour qu'une image puisse garder la même largeur, quelle que soit sa définition verticale, il faut que $U\tau_s$ conserve la même valeur (L' et la tension V_a étant supposés constants).

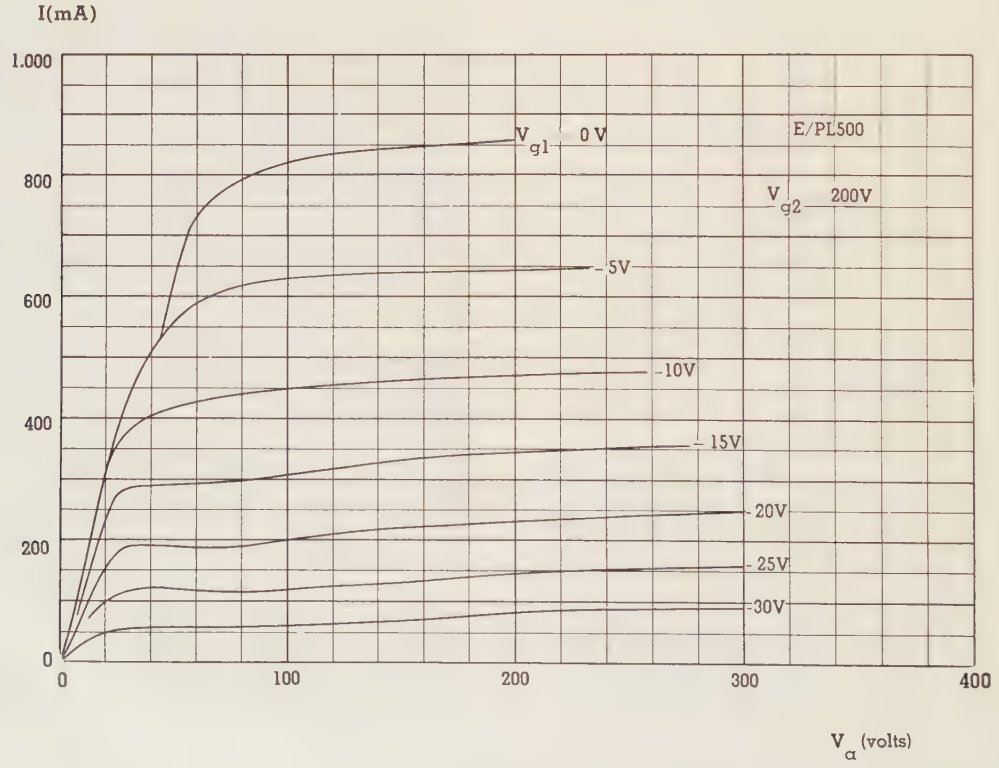


Fig. 30

Si l'on désigne par τ_{s1} et τ_{s2} les durées de balayage correspondant respectivement aux définitions 1 et 2 (par exemple 625 lignes et 819 lignes), on doit avoir :

$$U_2 = \frac{\tau_{s1}}{\tau_{s2}} U_1 \qquad (126)$$

ce qui conduit, en vertu de (125), à :

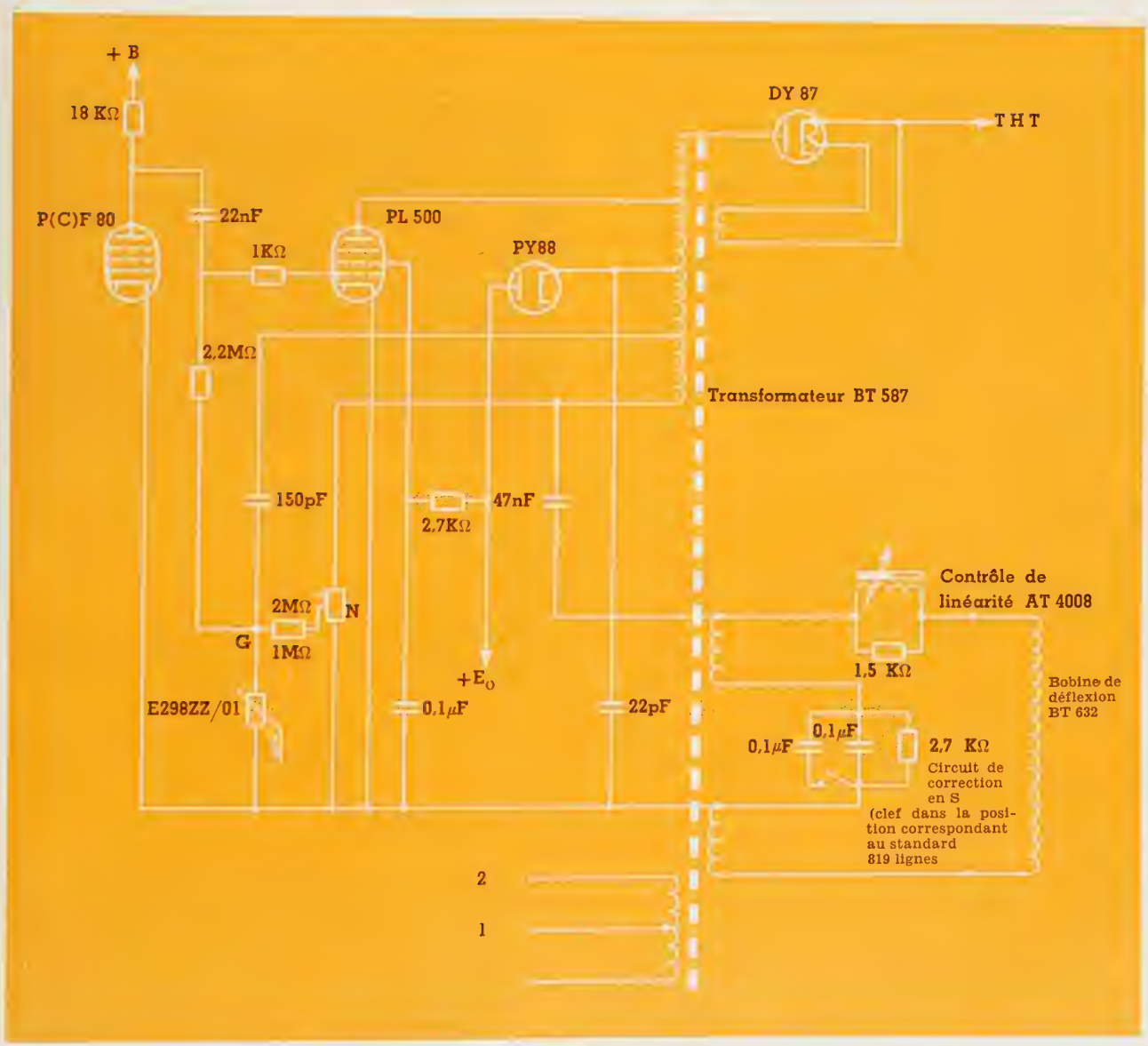
$$\frac{V_{p2}}{V_{p1}} = \frac{E_{o2} - \frac{n_2 - n_1}{n_1} \frac{\tau_{s1}}{\tau_{s2}} U_1}{E_{o1} - \frac{n_2 - n_1}{n_1} U_1} \qquad (127)$$

Pour que V_{p2} soit égal à V_{p1}, il faut que la tension E_{o2} prenne la valeur :

$$E_{o2} = E_{o1} - \frac{n_2 - n_1}{n_1} \left(1 - \frac{\tau_{s1}}{\tau_{s2}}\right) U_1 \qquad (128)$$

Cette modification de la valeur de E_o peut être obtenue pratiquement à l'aide d'une résistance prévue, à cet effet, dans le circuit d'alimentation.

3. On peut montrer que, si, en passant d'une définition verticale à une autre, on garde la même valeur de τ_f, la tension d'accélération V_a, fournie par le transformateur T, reste pratiquement cons-



Circuit de l'étage final de la base de temps horizontale.

Fig. 31

tante malgré la variation de U nécessaire au maintien d'une même largeur d'image (nous faisons ici abstraction de l'effet dû à l'oscillation parasite dont il a été fait mention plus haut).

Comme la tension V_a est proportionnelle à $\hat{V}_f$ (108) la constance de V_a exige celle de $\hat{V}_f$. D'après (117), cette dernière tension, ramenée au secondaire du transformateur T, vaut :

$$\hat{V}_f = -\left(\frac{\pi}{2}\frac{1-p}{p} + \frac{2}{\pi}\right) U'$$

On a donc :

$$\frac{\hat{V}_{f2}}{\hat{V}_{f1}} = \frac{\left(\frac{\pi}{2}\frac{1-p_2}{p_2} + \frac{2}{\pi}\right) U_2}{\left(\frac{\pi}{2}\frac{1-p_1}{p_1} + \frac{2}{\pi}\right) U_1}$$

ou, en vertu de (126) :

$$\frac{\hat{V}_{f2}}{\hat{V}_{f1}} = \frac{\left(\frac{\pi}{2}\frac{1-p_2}{p_2} + \frac{2}{\pi}\right)\frac{1}{\tau_{s2}}}{\left(\frac{\pi}{2}\frac{1-p_1}{p_1} + \frac{2}{\pi}\right)\frac{1}{\tau_{s1}}}$$

$$= \frac{\frac{\pi}{2}\frac{1}{p_2\tau_2} + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\tau_{s2}}}{\frac{\pi}{2}\frac{1}{p_1\tau_1} + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\tau_{s1}}}$$

En admettant que :

$$p_1\tau_1 = p_2\tau_2 = \tau_f$$

on obtient :

$$\frac{\hat{V}_{f2}}{\hat{V}_{f1}} = \frac{\frac{\pi}{2\tau_f} + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\tau_{s2}}}{\frac{\pi}{2\tau_f} + \frac{2}{\pi}\frac{1}{\tau_{s1}}} = \frac{1 + \frac{\tau_f}{\tau_{s2}}}{1 + \frac{\tau_f}{\tau_{s1}}}$$

Ainsi, en prenant :

$$\tau_f = 9\,\mu s$$

pour les définitions verticales à 625 lignes et à 819 lignes, on trouve successivement :

$$\tau_1 = 64\,\mu s \quad , \quad \tau_{s1} = 55\,\mu s$$

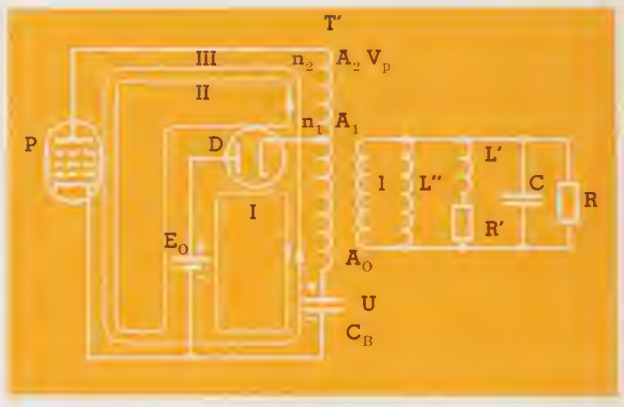
$$\tau_2 = 49\,\mu s \quad , \quad \tau_{s2} = 40\,\mu s$$

$$\frac{\hat{V}_{f2}}{\hat{V}_{f1}} = \frac{1 + \frac{9}{40}}{1 + \frac{9}{55}} = 1{,}045$$

Les relations obtenues dans cette étude élémentaire, bien qu'approchées en raison des hypothèses admises, permettent cependant une interprétation très satisfaisante des observations expérimentales à propos de la stabilisation de la largeur de l'image.

Ces observations ont été effectuées sur un récepteur de télévision dont le circuit de l'étage final de la base de temps horizontale est représenté à la figure 31.

Ce circuit dérive d'une variante du schéma de la figure 27,a, variante donnée à la figure 32. On voit, sur cette figure, que le condensateur C_B et la source d'alimentation E_o ont chacun une borne reliée à la masse. De ce fait, les trois boucles I, II, III se disposent comme indiqué à la figure 32. L'étude de ce circuit se fait d'une manière similaire à celle du circuit de la figure 27,a.



Variante du schéma du circuit pratique élémentaire de la base de temps horizontale.

Fig. 32

Notons simplement qu'ici la tension aux bornes de l'enroulement A_oA_1, lorsque la diode D est passante (phase τ_s), est égale à $U - E_o$.

Ajoutons enfin que, dans le schéma de la figure 31 (circuit complet), sont également représentés :

— le circuit T.H.T.,

— le circuit de chauffage de la redresseuse,

— le circuit de contrôle de linéarité qui corrige l'effet de la résistance non nulle de la bobine de déflexion,

— le circuit de correction en S dont le rôle est de rendre linéaire, en fonction du temps, le déplacement $X = D \operatorname{tg} \alpha$ du spot.

Nous n'insisterons pas ici sur ces circuits.

IV. 5. *Résultats expérimentaux.*

Nous avons effectué diverses mesures en vue de mettre en évidence l'effet du circuit de stabilisation.

Rappelons d'abord qu'à l'émission, le rapport $\frac{\text{largeur de l'image}}{\text{hauteur de l'image}}$ vaut $\frac{4}{3}$. La hauteur de l'écran du tube cathodique utilisé (AW 59/90) étant de 39 cm (valeur moyenne), la largeur de l'image devrait être de 52,1 cm. Cependant, comme le rapport $\frac{\text{largeur de l'écran}}{\text{hauteur de l'écran}}$ est $\frac{5}{4}$, les bords latéraux de l'image n'apparaissent pas sur l'écran.

Afin de se rapprocher des conditions normales de réception, tout en rendant entièrement visible la déviation horizontale du spot, on a tourné la bobine de déflexion autour du col du tube cathodique, de manière que cette déviation se fasse suivant la diagonale de l'écran. En adoptant une largeur nominale de balayage de 52,2 cm, il a été possible d'observer la variation de cette largeur au cours des expériences, car, à aucun moment, elle n'a excédé la longueur de la diagonale de l'écran.

Les expériences ont été conduites comme suit :

1. *Cas où le circuit de stabilisation est en service.*

Les valeurs nominales de la tension E_0, choisies pour les standards 819 et 625 lignes, sont celles utilisées en pratique, à savoir respectivement 220 et 200 volts.

La largeur nominale de balayage, de 52,2 cm, est obtenue, pour chacun des standards, en réglant la polarisation de la pentode P au moyen du potentiomètre N.

Cela étant, sans toucher au potentiomètre N, on fait varier la tension E_0, de $\pm$ 10 %, autour de sa valeur nominale.

2. *Cas où le circuit de stabilisation est hors service.*

Pour mettre le circuit de stabilisation hors service, il suffit de relier directement le point G (fig. 31) à la masse.

On prend ensuite comme valeurs nominales de E_0, pour chacun des standards 819 et 625 lignes, des valeurs pour lesquelles la largeur de balayage est de 52,2 cm, à savoir respectivement 187 et 158 volts.

Cela étant, on fait varier, comme précédemment, la tension E_0, de $\pm$ 10 %, autour de sa valeur nominale.

Les résultats de toutes ces mesures sont consignés dans le tableau I.

TABLEAU I

Standard		*Circuit de stabilisation en service*						*Circuit de stabilisation hors service*						
		819			*625*			*819*			*625*			
Tension d'alimentation E_0		200	220	240	180	200	220	168	187	206	142	158	174	volts
PL 500	Courant moyen d'anode	130	134	136	138	140	142	117	135	153	122	142	163	mA
	Courant maximum d'anode (en fin de balayage)	330	360	380	320	320	340	280	300	320	270	290	310	mA
	Courant moyen de grille écran	14,5	14,5	15,2	13,8	14,0	14,8	15,5	18,0	21,4	11,0	13,0	15,0	mA
PY 88 : Courant maximum (au début du balayage)		200	200	210	200	200	205	190	200	210	175	200	210	mA
Tension récupérée U		880	910	938	658	680	708	780	880	985	560	643	718	volts
T.H.T. : V_a		15,1	15,4	15,5	14,6	14,8	15,0	13,7	15,4	17,3	12,9	14,8	16,5	Kv
Largeur de balayage		521	522	530	521	522	527	482	522	566	478	522	565	mm

A titre de vérification, comparons les tensions récupérées U_1 et U_2, relevées respectivement pour les standards 819 et 625 lignes, lorsque la largeur de balayage a la même valeur (52,2 cm).

D'après (70) :

$$X = K' \frac{I}{\sqrt{V_a}} \qquad (70)$$

Pour que :

$$X_1 = X_2$$

il faut que l'on ait :

$$\frac{I_2}{I_1} = \sqrt{\frac{V_{a2}}{V_{a1}}} \qquad (129)$$

d'où, en vertu de (107) et en tenant compte du fait que, dans le montage utilisé, la tension, aux bornes de l'enroulement A_0A_1, vaut $U - E_0$, on obtient

$$U_2 = \frac{\tau_{s1}}{\tau_{s2}} \sqrt{\frac{V_{a2}}{V_{a1}}} (U_1 - E_{01}) + E_{02} \qquad (130)$$

D'après le tableau I, on a :

$E_{01} = 220$ volts , $U_1 = 910$ volts , $V_{a1} = 15{,}4$ Kv ($\tau_{s1} = 40\ \mu s$)

$E_{02} = 200$ volts , $U_2 = 680$ volts , $V_{a2} = 14{,}8$ Kv ($\tau_{s2} = 55\ \mu s$)

En substituant dans (130), on trouve :

$$U_2 = \frac{40}{55} \sqrt{\frac{14{,}8}{15.4}} (910 - 220) + 200$$

$$= 491 + 200 = 691 \text{ (à rapprocher de 680)}$$

On voit que l'accord entre les valeurs calculée et mesurée est très satisfaisant en ce qui concerne les tensions récupérées.

Une autre série de mesures a été effectuée en gardant la tension E_0 inchangée (de même que le réglage du potentiomètre N) et en faisant varier l'intensité du courant d'anode du tube cathodique.

Les résultats de ces mesures sont consignés dans le tableau II.

TABLEAU II

Standard : 819 lignes

	Circuit de stabilisation en service			*Circuit de stabilisation hors service*		
Intensité du courant d'anode du tube cathodique (μA)	0	200	400	0	200	400
Largeur de balayage (mm)	522	524	526	522	518	515
T.H.T. : V_a (Kv)	15,1	14,6	14,2	15,5	14,4	13,7

a) On voit, d'après ce tableau, que, lorsque le circuit de stabilisation est en service, l'augmentation de l'intensité du courant d'anode entraîne un accroissement de la largeur de balayage. Ce fait est dû à la chute de la tension V_a, résultant de la charge, bien que, grâce au circuit de stabilisation, la tension V_a, à vide, tout comme le courant dans la bobine de déflexion, soient maintenus sensiblement constants.

En se reportant à la formule (70), on voit que, pour I constant (courant dans la bobine de déflexion) et V_a décroissant, X augmente.

b) Lorsque le circuit de stabilisation est mis hors service, un accroissement du débit du tube cathodique entraîne une réduction de la largeur de balayage. Ici, l'effet de la diminution du facteur de qualité Q du circuit ($Q = \frac{\alpha}{\omega}$) n'est

plus compensé par une variation adéquate de la polarisation de la pentode P. La tension V_a, de même que le courant dans la bobine de déflexion, diminuent. Toutefois, comme dans (70), V_a figure sous le signe radical, c'est le numérateur I qui impose le sens de la variation de X, malgré l'effet supplémentaire de la charge sur V_a.

Cet effet supplémentaire est, seul, responsable de la réduction de V_a dans le cas a) tandis que dans le cas b) il s'ajoute à la diminution de la valeur de V_a, à vide.

Ainsi, le tableau II nous montre que la chute de tension, en charge, est de 0,9 Kv dans le premier cas et de 1,8 Kv dans le second.

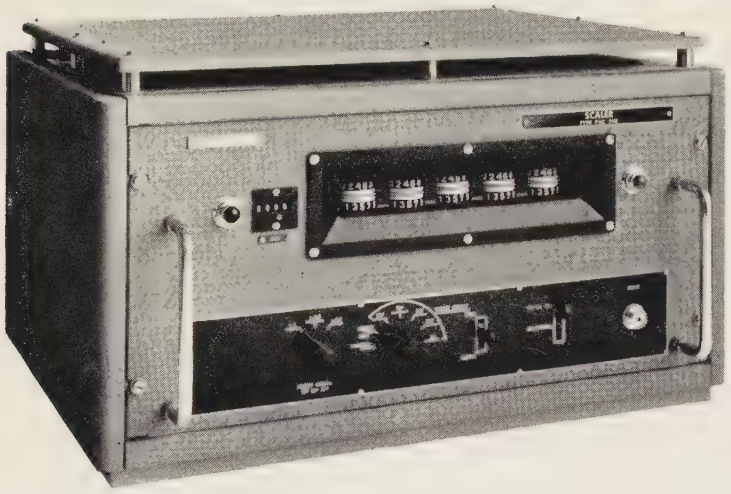
BIBLIOGRAPHIE

Stabilisation of the Line Deflection Circuit by means of a VDR Resistor — Electronic Applications, Vol. 18, n° 3, (1957-1958).

Stabilisation of Line and Frame Output Circuits — Electronic Applications, Vol. 18, n° 4 (1957-1958).

BREVES NOUVELLES • NIEUWS IN HET KORT

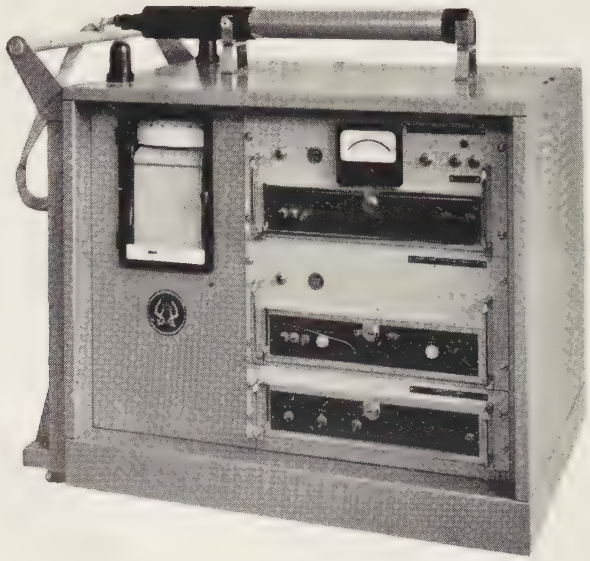
Exposition nucléaire - Université de Liège



Comme chaque année, le département Physique Nucléaire de la M.B.L.E a participé à l'Exposition Nucléaire organisée du 31 mai au 3 juin par l'Institut de Physique et de Chimie nucléaires de l'Université de Liège.

Comme on le sait, cette exposition, consacrée au matériel didactique et expérimental, s'inscrit dans le cadre de l'Enseignement de Recherche destiné aux utilisateurs des radionuclides.

Tentoonstelling van kernwetenschappen - Luikse Universiteit



Zoals elk jaar heeft het departement voor Kernfysica van de M.B.L.E deelgenomen aan de tentoonstelling van nucleaire wetenschappen ingericht van 31 mei tot 3 juni door het Instituut voor Kernfysica en Nucleaire Scheikunde van de Universiteit te Luik.

Deze tentoonstelling, gewijd aan didactisch en experimenteel materieel, wordt gehouden in het kader van het Vorsingsonderwijs voor de gebruikers van radionucleïden.

REGULATEUR DE DEBIT M.B.L.E

Le régulateur de débit n° AMR 001, entièrement transistorisé, a été principalement conçu pour régler des débits de matières transportées par courroie, telles que charbon, minerais, betteraves, etc...

Il travaille par comparaison de deux tensions électriques, dont l'une est proportionnelle à la grandeur du débit à régler, tandis que l'autre est proportionnelle à la grandeur du débit souhaité.

L'écart entre ces deux tensions, après amplification, agit par l'intermédiaire de temporisations, sur la servo-commande.

Un avantage particulier du régulateur : il met la servo-commande en position « veilleuse », lorsque le débit à régler tombe en-dessous d'une valeur minimum prédéterminée, par suite de manque de matière ou de toute autre perturbation.

Tous les paramètres du régulateur sont ajustables, ce qui permet de l'adapter parfaitement à chaque cas particulier.

DEBIETREGELAAR M.B.L.E

De debietregelaar nr AMR 001, die volledig getransistoriseerd is, werd hoofdzakelijk ontworpen om het debiet te regelen van stoffen die op band worden vervoerd zoals kolen, erts, suikerbieten, enz.

Hij werkt door vergelijking van twee elektrische spanningen waarvan de ene evenredig is met het te regelen debiet en de andere evenredig met het gewenste gebiet.

De verschilspanning werkt, na versterking, langs tijdkringen, in op de servo-besturing.

Een voordeel van de regelaar is dat hij de servo-besturing in wachtpositie stelt wanneer het te regelen debiet valt beneden een vooraf bepaalde minimum-waarde ten gevolge van een gebrek aan toevoer of van elke andere wisselvalligheid.

Alle parameters van de regelaar zijn instelbaar, wat toelaat hem aan te passen aan elk bijzonder geval.

M.B.L.L.

EVUE M.B.L.E

wetenschappelijke en technische publicatie

5de jaargang 4de deel Nr 2-3 — september 1961

e nederlandstalige lezers zullen hier-nder een bondige samenvatting vinden an de artikelen van dit nummer. ndien ze nadere inlichtingen wensen ver de behandelde onderwerpen, wor-en ze verzocht zich in verbinding te ellen met « Manufacture Belge de ampes et de Matériel Electronique .V. » Twee Stationsstraat, 80, Brussel.

errietorussen en hun gebruik in matrix-eheugens en logische kringen

oor R. BODART

a een kort overzicht van de magnetische genschappen van de verschillende fer-etsoorten — zachte en harde — en van t magnetiseringsproces van deze mate-alen door rotatie van de magnetische omenten binnen de gebieden van WEISS door verplaatsing van de wanden van LOCH worden de spanningsimpulsen ont-ed, die een geleider doorlopen welke nd een ferrietring is gewikkeld en waar-n de magnetisering overgaat van de e staat van remanentie in de andere.
et bestaan van deze twee toestanden n remanentie, gescheiden door een nteldrempel en de hoge snelheid waar-ede de overgang van een toestand naar andere gebeurt worden ten nutte ge-aakt voor de verwezenlijking van geheu-ensystemen met snelle werking.
a een uiteenzetting over de verschillen-parasitaire responsiesignalen van een g wordt de rechthoekscoëfficient van hysteresiscyclus bepaald. Deze coëffi-ent, die afhangt van de amplitude van gebruikte ondergeschikte cyclus, karak-riseert de gebruiksmogelijkheden van rrietringen.
twee voornaamste geheugensystemen et parallelle werking worden vergeleken: geheugenorganen met selectie door incidentie van stromen en met recht-eekse selectie. In het eerste systeem perkt de cumulatieve werking van de rasitaire signalen te wijten aan de niet selecteerde ringen de capaciteit van t geheugen en stelt detectieproblemen or de nuttige signalen. De geheugen-ganen met rechtstreekse selectie verto-nen dit nadeel niet en bovendien kan hun werking verbeterd worden door het gebruik van een polariserende gelijkstroom. Daarentegen vereisen deze geheugens een groter aantal selectiekringen.
Er wordt aangetoond, dat ferrietringen eveneens kunnen gebruikt worden voor de verwezenlijking van sommige elementaire logische functies, door summatie van de magnetomotorische krachten die veroorzaakt worden door de aangepaste commandowindingen.
Vervolgens wordt een elementaire logische kring beschreven waarin de magneetring is verbonden aan een transistor. Het uitgangssignaal van deze kring is een stroompuls waarvan de duur wordt bepaald door een gelijkspanning, die wordt aangelegd op de basis van de transistor. Dank zij een terugkoppelwinding in de collector wordt de kring genererend gemaakt wat een grote soepelheid van gebruik toelaat in complexe logische systemen.
Ten slotte worden enkele toepassingsvoorbeelden van deze kringen gegeven.

U.D.C. 621.374.32 : 621.318.134

Enkele uitzichten van de techniek der Galvanostegie (2de deel)

door J. DE RUDDER

In deze tweede nota illustreert de schrijver eerst de theoretische conclusies betreffende de elektrolyse (verdeling van de neerslag) die in de eerste nota werden vooropgesteld, met enkele praktische voorbeelden.
Ten aanzien van de verwezenlijking van een eenvormige laag herinnert hij aan de bepaling van sommige kenmerkende parameters die geregeld gebruikt worden in de galvanostegie en verduidelijkt er de gebruiksgrenzen van.
De doeleinden van de galvanostegie worden dan overschouwd en daarbij wordt de nadruk gelegd op de bescherming tegen de corrosie. In dit verband beschrijft de auteur bondig de verschijnselen die optreden in de galvanische corrosie.
Hij overschouwt dan de rol die wordt gespeeld, wat betreft de aanhechtingskracht van de neergezette laag, door de aard en de toestand van het te bekleden voorwerp.
Ten slotte wordt het geheel van praktische eisen, die de galvanochemicus aan de constructeur stelt, in tien essentiële punten samengevat.
De nota wordt besloten met enkele voorbeelden van toepassing van de galvanostegie op de behandeling van onderdelen voor de elektronische nijverheid.

U.D.C. : 621.357.7

Gebruik van VDR-weerstanden in kringen van televisie-ontvangers

door M. GONZE

De schrijver bespreekt in deze nota het grote belang van het gebruik van VDR-weerstanden in kringen van televisie-ontvangers.
Het eerste deel van zijn uiteenzetting is gewijd aan de algemene eigenschappen van de VDR-weerstanden : karakteristieke spanning-stroom curve, statische en dynamische weerstand, opgenomen vermogen, inwerking van de temperatuur, toleranties op de karakteristieke parameters.
Het gebruik van weerstanden met niet-lineaire karakteristieken als stabilisatie-elementen voor gelijkspanningen maakt het voorwerp uit van een tweede deel van de studie, waarin de voorwaarden tot optimisering van de stabilisatiekringen worden onderzocht.
In het derde deel wordt de werking ontleed van een kring die toelaat, uitgaande van een periodieke spanning met asymmetrische vorm en gemiddelde waarde nul, een gelijkspanning te bekomen.
In het laatste deel ten slotte onderzoekt de auteur het gebruik van deze kring voor de stabilisatie van de uitgangstrap van de horizontale tijdbasis in televisie-ontvangers. In dit verband herinnert hij aan de werking van de elektromagnetische deflectiesystemen en die van de theoretische en praktische kringen van de horizontale tijdbasis.
De nota besluit met de experimentele uitslagen ter illustratie van het stabilisatie-effect.

U.D.C. 621.316.82 : 621.397

REVUE M.B.L.E

scientific and technical publication

5th year vol. 4 Nr 2-3 — September 1961

English readers will find below a brief summary of the principal articles in this review. If they wish to have further information regarding the questions dealt with, they are requested to be good enough to communicate direct with the Manufacture Belge de Lampes et de Matériel Electronique, S.A., 80, rue des Deux-Gares, Brussels.

Ferrite cores and teir use in memory matrixes and logic circuits

by R. BODART

A short summary is given of magnetic properties of ferrites as well as an outline of the magnetizing processes.

If a wire loop is wounded around a ferrite core, voltage pulses are induced in the loop every time the core switches from one state of magnetization to the other one. This switching process is very fast. It is thus possible to build high speed ferrite core memories.

Taking into account the parasitic responses of a core, one can define a « squareness factor » to characterize the hysteresis cycle. This factor depends on the amplitude of the minor cycle.

Some elementary logic functions can also be achieved with ferrite cores.

A particular type of elementary logic circuit is described where the core is associated with a transistor.

Some applications are outlined.

Some aspects of electro-deposition techniques (Part 2)

by J. DE RUDDER

By means of practical examples, some theoretical conclusions derived in Part I are illustrated.

The problem of obtaining a uniform layer is discussed. Some basic definitions are given with their limitations.

The usefulness of electroplating as a protection against corrosion is emphasized. Phenomena involved in galvanic corrosion are briefly described.

The adherence of the plated layer depends mainly upon the nature and state of the surface to be plated.

Concluding, practical requirements to be met by the parts manufacturer are summarized in ten points.

The application of electroplating to the electronic industry is illustrated by a few examples.

The use of voltage dependent resistors (VDR) in television receivers

by M. GONZE

This article stresses the great interest of VDR to the TV receiver circuit designer.

The general properties of VDR are first given : current-voltage curves, static and dynamic resistances, power dissipation, temperature effects, tolerances, etc...

VDR find an important application in DC voltage stabilization circuits. The optimization of such circuits is discussed.

By means of a special VDR circuit, it is possible to obtain a DC voltage from an asymmetric wave with zero average value.

This circuit can be used for stabilizing the output stage of the horizontal time base of TV sets.

News in brief

1. As every year, the Nuclear Physics Dept of M.B.L.E has taken part in the Nuclear Exhibition organized, from May 31 to June 3, by the Nuclear Physics and Chemistry Institute of the Liège University.

2. A fully transistorized flow regulator has been developed by M.B.L.E, under code number AMR 001.

It has been designed to regulate the flow of belt conveyed materials, such as coal, minerals, etc...